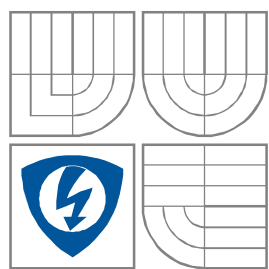


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ELEKTRONICKÁ ŠKRTICÍ KLAPKA ELECTRONIC THROTTLE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JIŘÍ DUŠEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. HAVLÍKOVÁ MARIE, Ph.D.

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student: Bc. Jiří Dušek
Ročník: 2

ID: 74919
Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Elektronická škrticí klapka

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Pro zkušebnu spalovacích motorů ÚADI FSI Brno navrhnete, nebo vhodně modifikujete elektronickou škrticí klapku.

1. Provedte rozbor současných elektronických škrticích klapek a požadavků na ně kladených.
2. Sestavte matematický model elektronické škrticí klapky a proveďte identifikaci parametrů.
3. Navrhnete regulátor řízení výchylky škrticí klapky.
4. Pomocí navrženého regulátoru realizujte řízení elektronické škrticí klapky s dostupným výkonovým modulem.
5. Zhodnoťte výslednou realizaci a naznačte možná vylepšení. Dbejte pokynů odborného konzultanta a vedoucí práce.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Skalický, J. Elektrické pohony. Elektronická skripta, VUT Brno, 2007.
[2] Hlava, J. Prostředky automatického řízení II. Skriptum ČVUT Praha, 2000.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 23.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

prof. Ing. Pavel Jura, CSc.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Záměrem této práce bylo provést rozbor současných elektronických škrticích klapek a požadavků na ně kladených. Sestavit matematický model, identifikovat parametry předložené elektronické škrticí klapky, provést verifikaci a na základě toho sestavit simulační model. Byly zvoleny vhodné řídicí a výkonové prvky pro řízení elektronické škrticí klapky. Simulační model byl na základě znalosti parametrů těchto prvků rozšířen. Na tento pak navržen kaskádní regulátor pro řízení výchylky škrticí klapky s podřízenou otáčkovou a proudovou smyčkou. Pomocí navrženého regulátoru byla provedena realizace řízení elektronické škrticí klapky s dostupným výkonovým a řídicím modulem.

Klíčová slova

Elektronická škrticí klapka, kaskádní polohová regulace, multifunkční I/O karta MF624, Real Time Toolbox, Hudaqlib, H-můstek 18v25 CS, PWM modulace.

Abstract

The aim of this master's thesis was to analyze the contemporary electronic throttles and the requirements imposed on them. Then to build the mathematical model, identify parameters of the given electronic throttle, proceed the verification and on its basis to build the simulation model. There were selected suitable control and high power components to control the electronic throttle. Due to the knowledge of these parameters the simulation model was extended. For this extended simulation model was designed the position cascade controller with speed and current control loop. Using the designed controller the implementation of the electronic throttle control and the available high power and control module was realized.

Keywords

Electronic thorttle, position cascade controll, multifunction I/O card MF624, Real Time Toolbox, Hudaqlib, H-bridge 18v25 CS, PWM modulation.

Bibliografická citace:

DUŠEK, J. *Elektronická škrticí klapka*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 47s, přílohy 3. Vedoucí diplomové práce byla Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Elektronická škrticí klapka jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **23. května 2011**

.....
podpis autora

Poděkování (nepovinné)

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Marii Havlíkové Ph.D., konzultantovi Ing. Davidovi Svídovi a Ing. Liborovi Veselému za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: **23. května 2011**

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	9
2	Elektronické škrticí klapky v současnosti	10
3	Matematický popis elektronické škrticí klapky	12
3.1	Popis stejnosměrného motoru [1]	13
3.2	Popis zátěžného momentu M_z	15
3.3	Identifikace parametrů soustavy	17
3.3.1	Měření odporu vinutí rotoru stejnosměrného motoru	18
3.3.2	Měření indukčnosti vinutí rotoru stejnosměrného motoru	18
3.3.3	Konstanta stejnosměrného motoru a magnetický tok	18
3.3.4	Moment setrvačnosti celé soustavy	19
3.3.5	Tuhost torzní pružiny	19
3.3.6	Viskózní tlumení a suché tření	20
3.3.7	Převodový poměr	20
4	Simulační model škrticí klapky	21
4.1	Verifikace modelu	23
	Přechodová charakteristika modelu	23
5	Realizace řízení elektronické škrticí klapky	25
5.1	Výběr výkonového členu	27
5.2	Princip pulsní šířkové modulace [6]	28
5.3	Čtyřkvadrantový stejnosměrný pulsní měnič	29
5.4	Můstek pro řízení motorů - <i>Pololu 18v25 CS</i> [13]	30
5.5	Snímač pro měření proudu protékajícího motorem	33
5.6	Snímač polohy elektronické škrticí klapky	33
5.7	Výběr řídicího členu	34
5.8	Napájení	36
5.9	Celková sestava	36
6	Návrh řízení modelu elektronické škrticí klapky [1]	38
6.1	Přenosová funkce výkonového členu [1]	39
6.2	Přenosová funkce snímače proudu	40
6.3	Proudová smyčka	41
6.4	Rychlostní smyčka	43
6.5	Polohová smyčka	46
6.6	Model škrticí klapky s kaskádním regulátorem	47

7	Implementace polohového regulátoru	50
8	Zhodnocení výsledné realizace.....	54
8.1	Možná vylepšení.....	56
9	Závěr.....	58

1 ÚVOD

Tato práce vznikla na základě požadavku Ústavu automobilního a dopravního inženýrství Fakulty strojního inženýrství. Pojednává o problematice elektronických škrticích klapek a jejich řízení.

První část této práce se zabývá rozbořem současných elektronických škrticích klapek a požadavků na ně kladených.

Ve druhé části je řešeno sestavení matematického modelu a identifikování parametrů předložené elektronické škrticí klapky. Na základě toho je vytvořen simulační model v programu Matlab Simulink, který je pak porovnáván se reálnou škrticí klapkou.

Třetí část se zabývá výběrem řídicího a výkonového prvku, kterými bude možné řídit výchylku škrticí klapky.

Ve čtvrté části je řešen návrh polohového regulátoru pro simulační model škrticí klapky se zohledněním vybraného řídicího a výkonového prvku.

Pátá část se zabývá Implementací navrženého polohového regulátoru na reálnou elektronickou škrticí klapku.

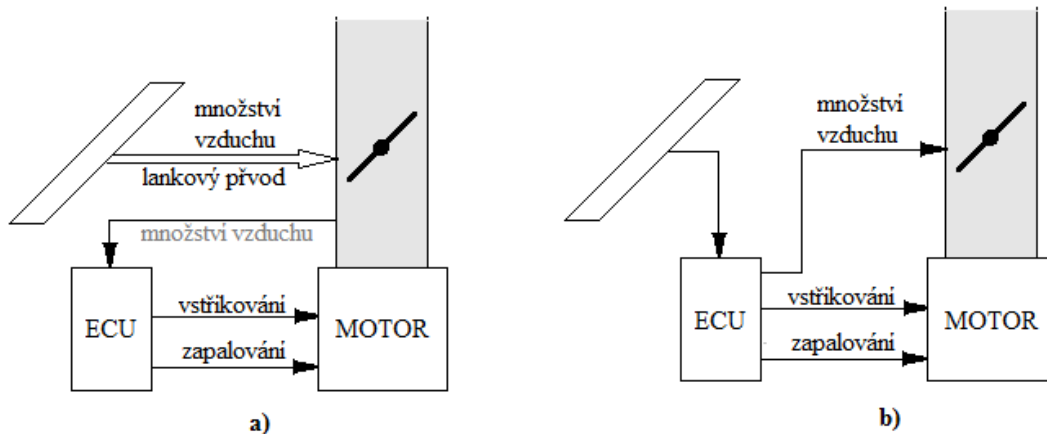
Dosažené výsledky jsou zpracovány zejména formou grafů.

2 ELEKTRONICKÉ ŠKRTICÍ KLAPKY V SOUČASNOSTI

Automobilový průmysl se neustále snaží uspokojovat rostoucí nároky svých zákazníků. Neustále je kladen důraz na snižování spotřeby pohonných látek, snižování emisí výfukových plynů, zvyšování komfortu jízdních vlastností, atd.

Velkým krokem ke zlepšení těchto parametrů bylo použití elektronické škrticí klapky (Electronic Throttle Control „ETC“), která je určena k regulaci průtoku vzduchu do pohonné jednotky automobilu.

Mechanická škrticí klapka je spojena s plynovým pedálem pomocí lankového převodu, který tak přímo udává požadavek na točivý moment pohonné jednotky bez ohledu na to jak důležitý tento parametr je. Použití elektronické škrticí klapky umožňuje, aby pohonná jednotka automobilu v každém okamžiku přesně nastavila potřebnou směs vzduchu a paliva a zapalovací úhel, na rozdíl od mechanického řešení, ve kterém se množství paliva a zapalovací úhel snaží sledovat množství vzduchu požadované plynovým pedálem (viz. Obr. 2.1).



Obr. 2.1 a) Klasická škrticí klapka

b) Elektronická škrticí klapka [17]

Vzhledem k tomuto přesnému a důslednému řízení motoru elektronická škrticí klapka snižuje spotřebu paliva a dosahuje nižších emisních výfukových plynů. Kromě toho, tento systém usnadňuje integraci komfortních funkcí, jako je tempovat, anti-ice systém zabraňující vniknutí námrazy do pohonné jednotky, nebo environmentální systém (např. ohřevu katalyzátoru). [17]

Elektronická škrticí klapka je servomechanismus skládající se odlitého hliníkového monobloku jenž tvoří uložení stejnosměrného motoru, vzduchového

potrubí se škrťicím elementem ve tvaru disku. Ten je mechanickým převodem spojen se stejnosměrným motorem. Vratná torzní pružina má za úkol při výpadku elektroniky zabránit nekontrolovatelným otáčkám spalovacího motoru a škrťicí element nastavit do polohy, kdy je vozidlo schopno provozu pouze na volnoběh.

Požadovaný točivý moment pohonné jednotky je vypočten v řídicí jednotce na základě polohy plynového (a rychlosti stlačení) pedálu, hmotnosti nasávaného vzduchu a příslušných otáček pohonné jednotky. Hmotnost nasávaného vzduchu je vypočtena z natočení škrťicí klapky a hustoty nasávaného vzduchu měnící se s jeho teplotou. Ta je rovněž měřena. Řídicí jednotka pak provede korekci množství vstřikovaného paliva a množství nasávaného vzduchu k nejefektivnějšímu dosažení požadovaného točivého momentu pohonné jednotky.

Poloha škrťicího elementu (klapky) je sledovaná snímačem, který je připevněn na tělese škrťicí klapky. Nejběžnějším typem je odporový potenciometr jehož běžec je spojen s hřídelem elementu. Vyhodnocuje tak úhel natočení a přenáší poměr napětí přes odporový obvod do řídicí jednotky. Jedná se o absolutní snímač polohy, jehož údaj o natočení škrťicí klapky zůstává zachován i při výpadku napájení. Což je požadavkem bezpečného provozu.

Protože snímač polohy škrťicí klapky se hlavní měrou podílí na nastavení množství nasávaného vzduchu, jsou kladeny vyšší požadavky na jeho přesnost měření. Té je dosahováno použitím potenciometru se dvěma dráhami. Protože signál snímače polohy škrťicí klapky je obvykle spojitý, lze využít jeho změny pro stanovení případné úhlové rychlosti a smyslu otáčení klapky. Z těchto informací může řídicí jednotka vypočítat jak dobu otevření vstřikovací trysky, tak její případné korekce podle změn polohy klapky. Ke snímání polohy se také využívá optoelektronického snímače složeného z LED, uložených proti fototranzistorům. Mezi nimi se natáčí výseč z s otvory odpovídající Grayovu kódu. Výstupní signál ze snímače je ve formě digitální informace. Pro lepší rozlišení při malých úhlech škrťicí klapky byl obrazec výseče tvarován nelineárně. Tím lze dosáhnout velmi dobré citlivosti a odolnosti vůči šumu, který odporový snímač vykazuje.[18]

Hlavním rysem pro výběr elektronické škrťicí klapky je průměr vzduchového potrubí, které odpovídá typu pohonné jednotky. Dále lze elektronické škrťicí klapky rozdělit podle místa vstřiku paliva. Např. tryska centrálního vstřikování je uložena přímo na tělese škrťicí klapky.[18]

Kvůli co nejlevnější sériové výrobě se v mechanickém provedení vyskytuje spousta nežádoucích vlivů (např. velké suché tření) s nimiž se pak musí elektronická řídicí jednotka vypořádat.[7]

Velkým dodavatelem těchto automobilových komponentů je např. firma Siemens, nebo Bosch, která zavedla do sériové výroby model škrťicí klapky vyrobený z plastu. Mezi její výhody patří o 25 % nižší hmotnost, levnější výroba, přesnější ovládání při malých otevřeních škrťicí klapky, snazší přizpůsobení různým motorům a lepší

vlastnosti při nehodě. Je výhodnější při volnoběhu, kdy se do motoru dostává jen minimum nasávaného vzduchu i paliva, protože dokáže přesněji regulovat malé dávky nasávaného vzduchu. [19]

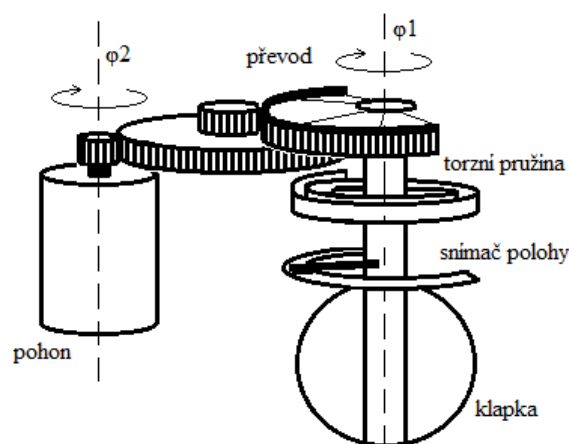
Na Obr. 2.2 je elektronická škrticí klapka osobního automobilu Škoda Fábia a Octavia, jejíž parametry byly v této práci identifikovány a na jejich základě byla poté klapka řízena.



Obr. 2.2 Elektronická škrticí klapka osobního automobilu Škoda Fábia a Octavia[5]

3 MATEMATICKÝ POPIS ELEKTRONICKÉ ŠKRTICÍ KLAPKY

Soustava se skládá ze stejnosměrného motoru, jenž působí momentem M_n přes převod na zátěž M_z tvořenou klapkou a vratnou torzní pružinou.



Obr. 3.1 Části elektronické škrtící klapky

3.1 Popis stejnosměrného motoru [1]

Stejnoseměrný motor se jeví jako ideální regulační pohon. Jeho otáčky lze plynule měnit změnou přiváděného napětí. Z hlediska provedení se pro regulované pohony využívá zejména stejnosměrných motorů s cizím buzením a motorů s buzením permanentními magnety ve statoru. Permanentní magnety jsou vyráběny z magneticky tvrdých materiálů, zejména feritů. Stejnoseměrný motor je tvořen státorem se jhem, permanentními magnety a pólovými nástavci z měkkého železa, které koncentrují magnetický tok do vzduchové mezery. Dále pak rotorem s vinutím (jednotlivými cívkami), uloženým v drážkách a vyvedeným na komutátor. Sběrací ústrojí je tvořeno kartáčovými držáky s uhlíkovými kartáči, které mají za úkol ve spojení s komutátorem dodávat na jednotlivé cívky napájecí proud.

Pro stejnosměrný motor s konstantním buzením (s permanentními magnety) platí základní rovnice: při otáčení úhlovou rychlostí ω se ve vinutí rotou indukují napětí U_i .

$$U_i = C\Phi \cdot \omega \quad [\text{V}] \quad (1)$$

- C - konstanta motoru (napěťová, momentová)
- Φ - magnetický tok

Působením proudu I a magnetického toku Φ s konstantou motoru C se vytváří moment stejnosměrného motoru M_m :

$$M_m = C\Phi \cdot I \quad [\text{Nm}] \quad (2)$$

Pro obvod rotoru lze v ustáleném sestavit rovnici rovnováhy elektrických napětí.

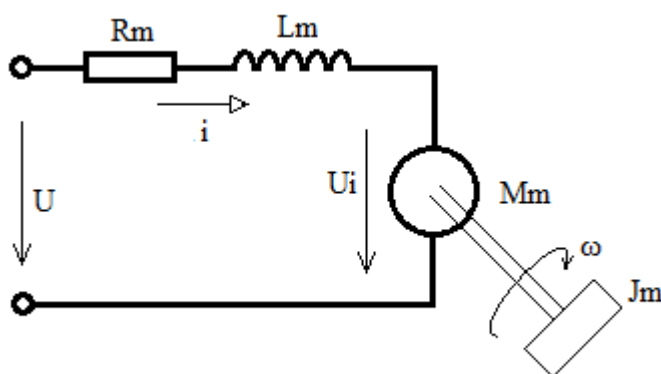
$$U = R_m \cdot I + C\Phi \cdot \omega \quad [\text{V}] \quad (3)$$

- U - napájecí napětí na rotoru
- R_m - odpor vinutí rotoru

Z této rovnice lze odvodit statickou zatěžovací charakteristiku. Jde o lineární závislost úhlové rychlosti ω na zatěžovacím momentu M_z .

$$\omega = \frac{U}{C\Phi} - \frac{R_m}{C\Phi^2} \cdot M_z \quad [\text{V}] \quad (4)$$

Stejnoseměrný motor jako dynamický systém je popsán soustavou diferenciálních rovnic, které je možno odvodit z náhradního schématu na Obr. 3.2, zahrnujícího navíc i indukčnost vinutí kotvy L_m .



Obr. 3.2 Náhradní schéma stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem.

$$u(t) = R_m \cdot i(t) + L_m \frac{dI(t)}{dt} + u_i(t) \quad [\text{V}] \quad (5)$$

$$C\Phi \cdot i(t) = J_m \frac{d\omega(t)}{dt} + B_m \cdot \omega(t) + M_z \quad [\text{Nm}] \quad (6)$$

- J_m - moment setrvačnosti na hřídeli motoru
- B_m - koeficient viskosního tření
- M_z - moment zátěže

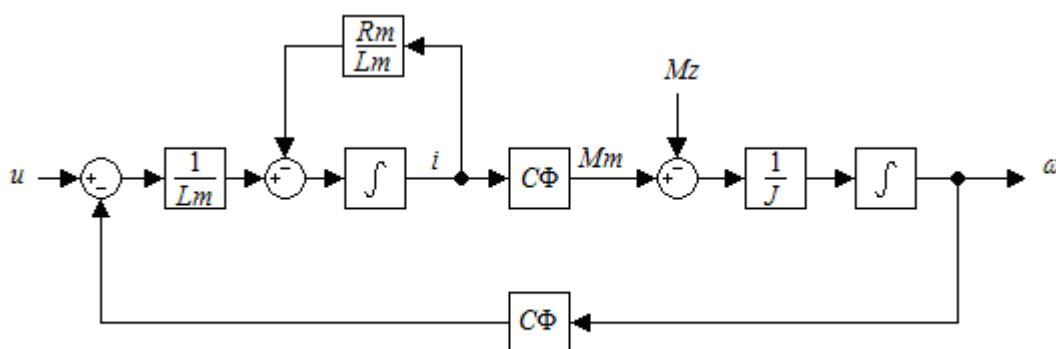
Pomocí Laplaceovy transformace lze z rovnic (5) a (6) odvodit přenosovou funkci stejnosměrného motoru:

$$U(p) = R_m \cdot I(p) + pL_m \cdot I(p) + U_i(p) \quad [V] \quad (7)$$

Operátorový tvar rovnice (6) rovnováhy momentů po zanedbání viskózního tlumení $Bm \cdot \omega$ je vyjádřen vztahem:

$$Mm(p) = pJ\omega(p) + Mz(p) \quad [V] \quad (8)$$

Z těchto dvou rovnic lze sestavit matematický model stejnosměrného motoru s konstantním buzením viz. Obr. 3.3.



Obr. 3.3 Matematický model stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem [10].

3.2 Popis zátěžného momentu M_z

Stejnosemřný motor působí na soustavu momentem M_m a vyvolává pomocí převodu výchylku φ klapky. Soustava působí zátěžným momentem M_z proti motoru. Celkový zátěžný moment M_z se skládá z momentu vyvolaného předpjatou vratnou torzní pružinou M_k působící na stejnosměrný motor momentem, který se zvyšuje nebo snižuje s rostoucí nebo klesající výchylkou φ klapky:

$$M_k = k \cdot \varphi + q \quad [Nm] \quad (9)$$

- k - tuhost torzní pružiny
- q - předpětí pružiny

Pružina neustále působí přes převod na stejnosměrný motor, čímž částečně odstraňuje vůle vzniklé v převodu a zmenšuje tak chybu výchylky klapky. Velikost zátěžného momentu M_z dále ovlivňuje moment viskózního tlumení projevující se na hřídeli klapky, v ložiskách stejnosměrného motoru a převodu je pro zjednodušení brán jako celkový moment viskózního tlumení škrtků klapky závislý na úlové rychlosti ω .

$$M_b = B \cdot \omega \quad [\text{Nm}] \quad (10)$$

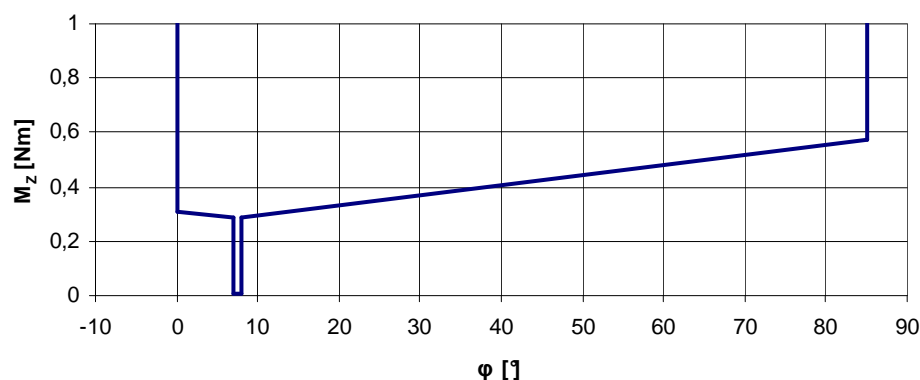
Další složkou je moment suchého (Coulombova) tření M_t . Velikost tohoto momentu je konstantní a působí vždy proti směru působení momentu M_m . Jedná o nelineární nespojitou funkci, proto bude pro zjednodušení v simulaci použita její aproximace [3].

$$M_t = \begin{cases} M_T \cdot \text{sign}(\omega) & \text{pro } |\omega| > \omega_0 \\ K_m \omega & \text{pro } |\omega| \leq \omega_0 \end{cases} \quad [\text{Nm}] \quad (11)$$

Soustava má tři mechanicky zajištěné stavy. Vzduchové potrubí je plně otevřené. Moment stejnosměrného motoru M_m je v ustálené poloze větší než moment M_z . Klapka klade nejmenší odpor vzduchu a má výchylku $\varphi = 85^\circ$, kterou v této poloze zajišťuje mechanická zarážka.

Vzduchové potrubí je pootevřené. Moment stejnosměrného motoru M_m je v ustálené poloze menší než moment zátěžný M_z . Tuto polohu zajišťují speciální zarážky v převodu. Jedná se o polohu, kdy jsou mechanicky zajištěny volnoběžné otáčky spalovacího motoru. Z Obr. 3.4 je patrné skokové snížení předpětí torzní pružiny při výchylce klapky $\varphi = 8^\circ$. V tomto bodě se objevuje i vůle v převodech.

Vzduchové potrubí je plně uzavřené. Moment stejnosměrného motoru M_m v ustálené poloze se záporným směrem otáčení je větší než moment M_z . Klapka klade maximální odpor vzduchu a má výchylku $\varphi = 0^\circ$, kterou v této poloze zajišťuje mechanická zarážka.



Obr. 3.4 Závislost zátěžného momentu M_z na výchylce klapky φ .

Pro zjednodušení matematického modelu byl zanedbán stav kdy stejnosměrný motor působí momentem se záporným směrem otáček. Pokud stejnosměrný motor vyvolává moment M_m menší než moment M_z , bude výchylka klapky φ v ustálené poloze 0° . Pokud bude moment motoru M_m větší než moment M_z , bude výchylka klapky φ v ustálené poloze 85° . V bodě kdy se klapka dotkne zarážky, musí zarážka na klapku působit takovým momentem M_z , aby se rychlost klapky okamžitě omezila na nulu a klapka se dále nevychylovala. V ustáleném stavu, kdy stejnosměrný motor působí momentem M_m na klapku, která je opřena o zarážku, působí zarážka stejným protimomentem proti stejnosměrnému motoru.

$$M_z = \begin{cases} K_{MAX} \varphi + B_{MAX} \omega + M_t & \text{pro } \varphi < 0^\circ \\ k\varphi + q + B\omega + M_t & \text{pro } 0^\circ \leq \varphi \leq 85^\circ \\ K_{MAX} \varphi + B_{MAX} \omega + M_t & \text{pro } \varphi > 85^\circ \end{cases} \quad [\text{Nm}] \quad (12)$$

- K_{MAX}, B_{MAX} - koeficienty mezní polohy

3.3 Identifikace parametrů soustavy

Pro vytvoření matematického modelu celé soustavy je nutné znát některé konstanty, které byly získány měřením na škrticí klapce, výpočty nebo odhadem. Při verifikaci modelu je pak možné tyto parametry drobně upravit tak, aby se výsledný matematický model co nejvíce podobal reálné elektronické škrticí klapce.

3.3.1 Měření odporu vinutí rotoru stejnosměrného motoru

Odpor vinutí rotoru stejnosměrného motoru byl změřen nepřímou metodou pomocí zdroje stejnosměrného konstantního proudu *STATRON 2223D* a stejnosměrného voltmetru *METEX M-3850*. Zabrzděným rotorem procházel proud o známé konstantní velikosti $I = 1 \text{ A}$ a stejnosměrným voltmetrem byl změřen úbytek napětí U na rotoru stejnosměrného motoru. Dle Ohmova zákona (13) byl vypočten odpor vinutí R_m .

$$R_m = \frac{U}{I} = \frac{2,5}{1} = 2,5\Omega \quad (13)$$

3.3.2 Měření indukčnosti vinutí rotoru stejnosměrného motoru

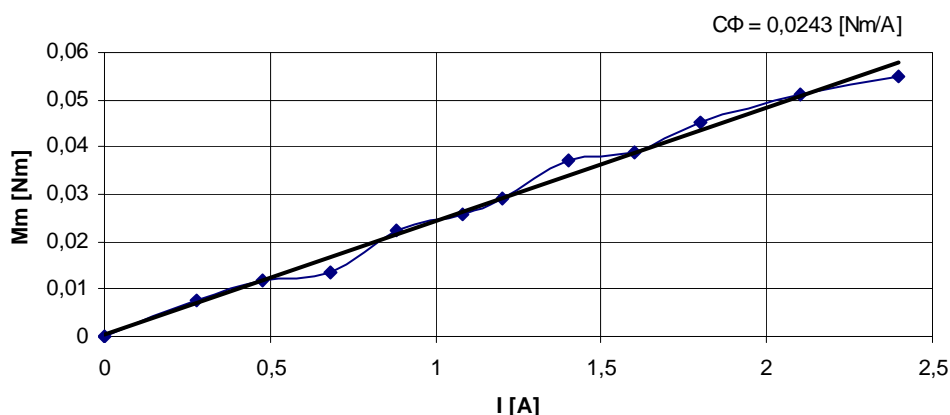
Indukčnost vinutí rotoru L_m byla zjištěna přímou metodou měřením indukčnosti pomocí LCR měřiče *AGILENT4263B*. Při použití v simulačním modelu byla tato hodnota nepatrně upravena.

$$L_m = 2,3\text{mH} \quad (14)$$

3.3.3 Konstanta stejnosměrného motoru a magnetický tok

Ze základních rovnic stejnosměrného motoru (2) je patrné, že působením proudu a magnetického toku se vyvíjí moment motoru M_m . Pro zjištění konstanty stejnosměrného motoru C a magnetického toku Φ , který je při použití permanentních magnetů ve statoru konstantní byl odstraněn převod, který na motor působil zátěžným momentem M_z . Na rotor motoru byla instalována páka o délce 33mm. Pomocí zdroje konstantního napětí *SP208*, ampérmetru *PUI20* a siloměru *MEDIO-Line* byla měřena velikost síly kterou je motor schopen vytvořit v závislosti procházejícího proudu rotorem.

$$C\Phi = 0,0243 \text{ Nm} \cdot \text{A}^{-1} \quad (15)$$



Obr. 3.5 Závislost momentu stejnosměrného motoru na proudu rotoru

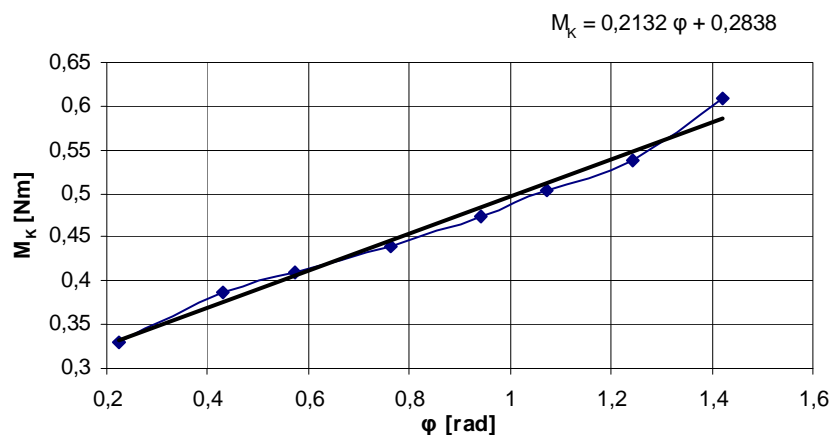
3.3.4 Moment setrvačnosti celé soustavy

Moment setrvačnosti J škrticí klapky je tvořen všemi rotujícími hmotami v soustavě, tedy rotorem stejnosměrného motoru, plastovým mezipřevodem, vlastním škrticím elementem (klapkou) a jeho hřídelí. Moment setrvačnosti rotoru J_m stejnosměrného motoru byl vypočten z odhadovaných rozměrů celého motoru pomocí programu *Moment of Inertia V.4.0.2.1*. [8]. Momenty setrvačnosti plastového mezipřevodu, ozubeného hřebenu a hřídele s klapkou byly přepočteny na celkový moment setrvačnosti rotoru J . Při porovnání simulačního modelu s reálnou škrticí klapkou byl pak tento koeficient drobně upraven na:

$$J \cong 4 \cdot 10^{-6} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2 \quad (16)$$

3.3.5 Tuhost torzní pružiny

Na hřídel klapky byla instalována páka o délce 59 mm. Se zvyšující se výchylkou φ klapky se zvyšuje i síla, kterou torzní pružina na páku působí. Tato síla byla změřena pomocí siloměru *MEDIA-Line*. Závislost momentu torzní pružiny na velikosti jejího zkrutu (výchylce klapky φ) má nelineární charakteristiku, kterou je možné částečně linearizovat.



Obr. 3.6 Závislost momentu M_k torzní pružiny na velikosti jejího zkrutu φ

Z lineariované charakteristiky na Obr. 3.6 je patrné, že tuhost torzní pružiny $k = 0,2132$ a její předpětí $q = 0,2143$. Při porovnání simulačního modelu s reálnou škrticí klapkou byly tyto koeficienty upraveny na:

$$M_k = k \cdot \varphi + q = 0,195 \cdot \varphi + 0,284 \quad [\text{Nm}] \quad (17)$$

3.3.6 Viskózní tlumení a suché tření

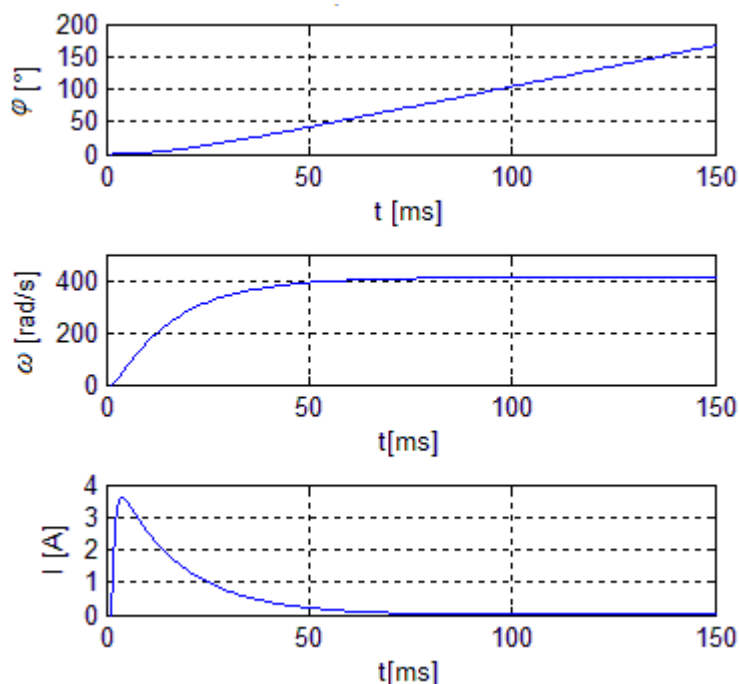
Velikosti koeficientů viskózního tlumení B a suchého tření M_t , které se v soustavě uplatňují, byly pouze odhadnuty na základě porovnání rozdílu chování matematického modelu a reálné soustavy škrticí klapky.

3.3.7 Převodový poměr

Převodový poměr $Prevod$ je určen poměrem velikosti výchylky hřídele φ_1 a velikosti výchylky rotoru stejnosměrného motoru φ_2 podle vztahu (18) a po dosazení konkrétních hodnot $\varphi_1 = 85^\circ$ a $\varphi_2 = 1588^\circ$ je velikost převodového poměru $Prevod = 0,0535$.

$$Prevod = \frac{\varphi_1}{\varphi_2} = 0,0535 \quad (18)$$

setrvačnosti celé soustavy J . Jeho integrací vznikají otáčky ω rotoru dle upravené rovnice (8) a integrací otáček pak výchylka rotoru φ . Zpětnou vazbou od otáček rotoru ω a pomocí bloku $C\phi$ se ve stejnosměrném motoru vytváří indukované elektromotorické napětí U_i podle rovnice (1). Po přivedení skokového napětí $U = 10V$ do motoru s odpojeným zátěžným momentem M_z se rotor začne urychlovat. Až dosáhne otáček kdy je indukované napětí U_i stejně velké jako vstupní napětí U , budou otáčky rotoru konstantní jak je patrné z Obr. 4.3



Obr. 4.3 Odezva modelu stejnosměrného motoru na skok napětí s odpojeným zátěžným momentem M_z

Otáčky ω a výchylka rotoru φ na výstupu bloku *Motor* jsou pomocí bloku *Prevod(f_i, w)* upraveny na odpovídající otáčky a výchylku hřídele klapky. V bloku *dynamika* jsou obsaženy rovnice (11 a 12) a potřebné koeficienty z nichž je vypočítán celkový zátěžný moment M_z , který opět přes převod působí na model *Motor*. Z Obr. 4.4 v další kapitole pak lze pozorovat působení zátěžného momentu M_z na stejnosměrný motor.

4.1 Verifikace modelu

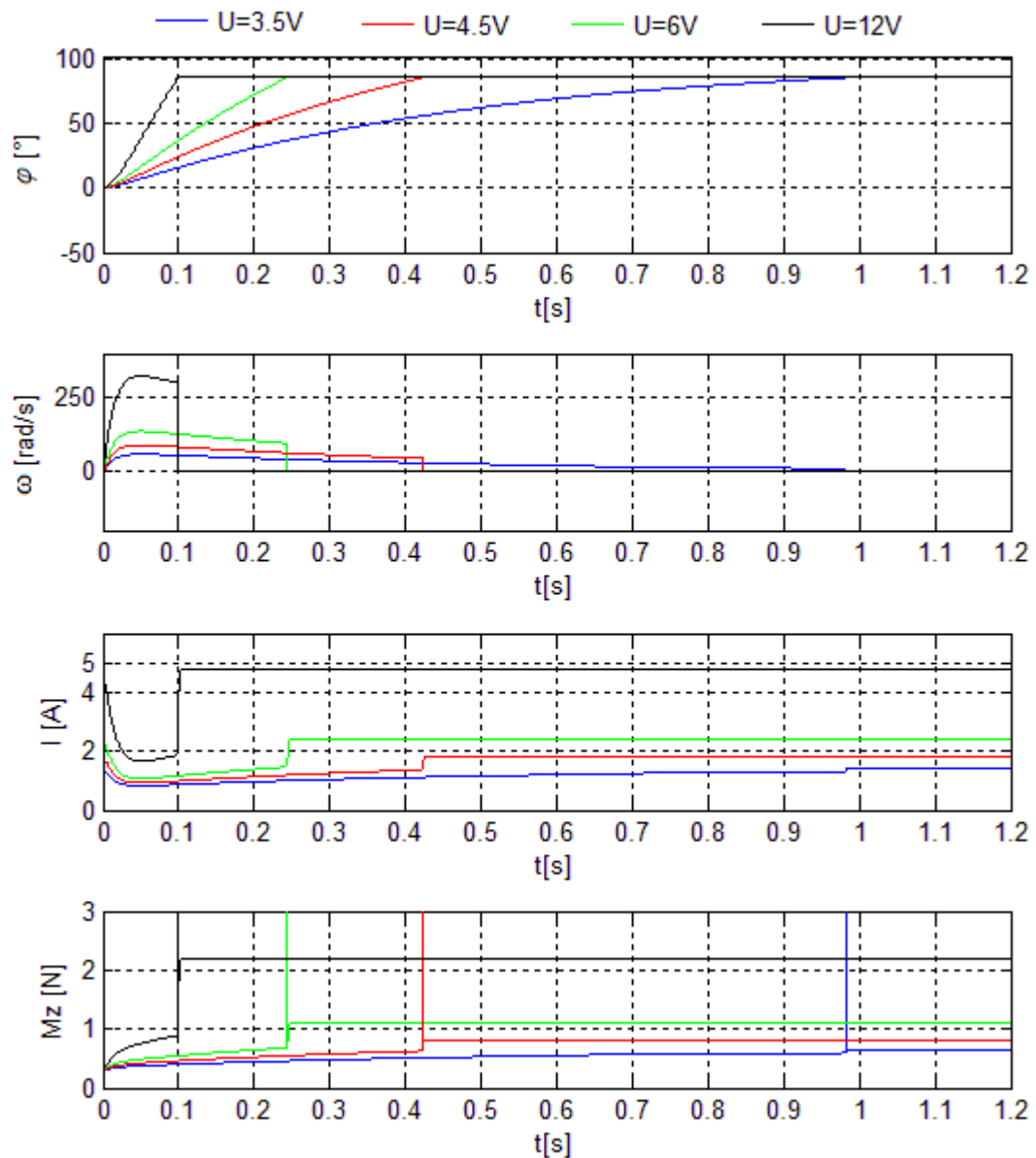
Na elektronickou škrticí klapku lze nahlížet jako na systém, na jehož vstup je přivedeno napájecí napětí a na jeho výstupu je změna výchylky φ klapky. Porovnání reálné soustavy se simulačním modelem bude tedy provedeno pomocí přechodových charakteristik.

Bude sledována doba, za kterou se klapka dostane do plně otevřeného stavu v závislosti na velikosti vstupního skokového napětí U na rotoru.

Na vstup potenciometrového snímače výchylky klapky, jenž tvoří odporový dělič je přiváděno napětí o konstantní velikosti. Velikost úbytku napětí na výstupu děliče v závislosti na výchylce klapky je snímána pomocí digitálního osciloskopu *AGILENT 54621A*. Časový průběh výchylky klapky po skokovém připojení zdroje konstantního napětí na rotor stejnosměrného motoru je možné pozorovat pomocí digitálního osciloskopu v režimu *single*.

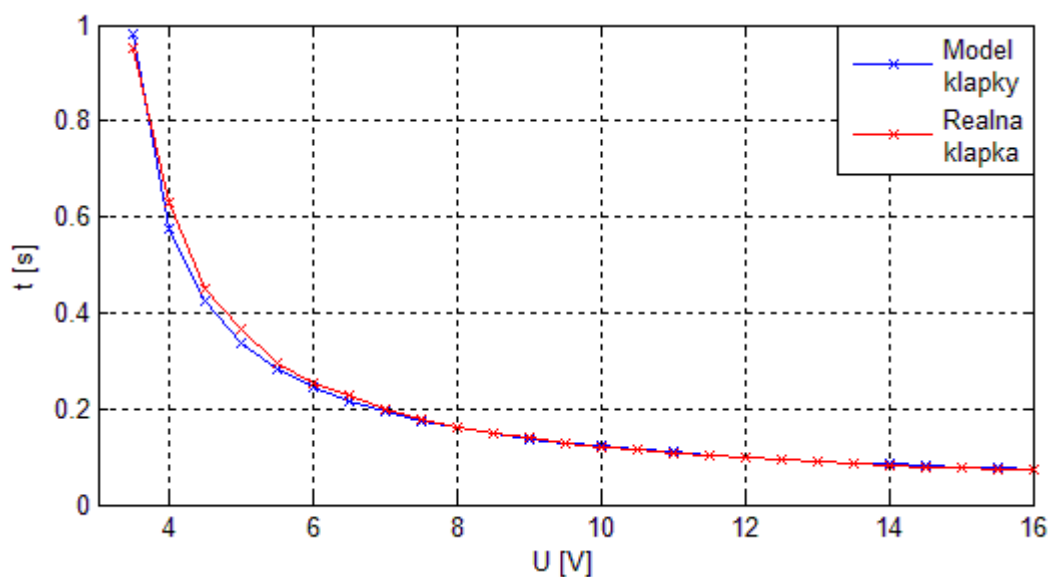
Přechodová charakteristika modelu

Na vstup U bloku Motor je přiveden skok napětí o různých velikostech. Chování tohoto modelu je patrné na Obr. 4.4. Po připojení vstupního napětí $U = 6V$ na blok Motor bude plná výchylka klapky do 100ms. Ustálený proud rotoru $I = 2,4A$, což odpovídá rovnici (13). V okamžiku kdy klapka narazí do zářezky je v průběhu zátěžného momentu M_z patrná špice která dosahuje hodnoty přes 800Nm. Zde je z důvodu vykreslení oříznuta. Okamžitě tak sníží otáčky ω rotoru na nulu a výchylka klapky φ dále nenarůstá.



Obr. 4.4 Chování simulačního modelu s připojeným zátěžným momentem M_z v závislosti na různých vstupních skokových napětích.

Pro různé velikosti vstupního skokového napětí U byly získány různé doby t za které se reálná soustava dostala do plně otevřeného stavu. Na základě těchto naměřených hodnot byla na simulačním modelu experimentálně odhadnuta velikost koeficientu viskózního tlumení B a koeficientu suchého tření M_t a ostatní identifikované koeficienty byly upraveny tak, aby se simulovaný model co nejvíce podobal reálnému jak je patrné z Obr. 4.5.



Obr. 4.5 Čas t potřebný pro maximální výchylku klapky v závislosti na vstupním napětí U

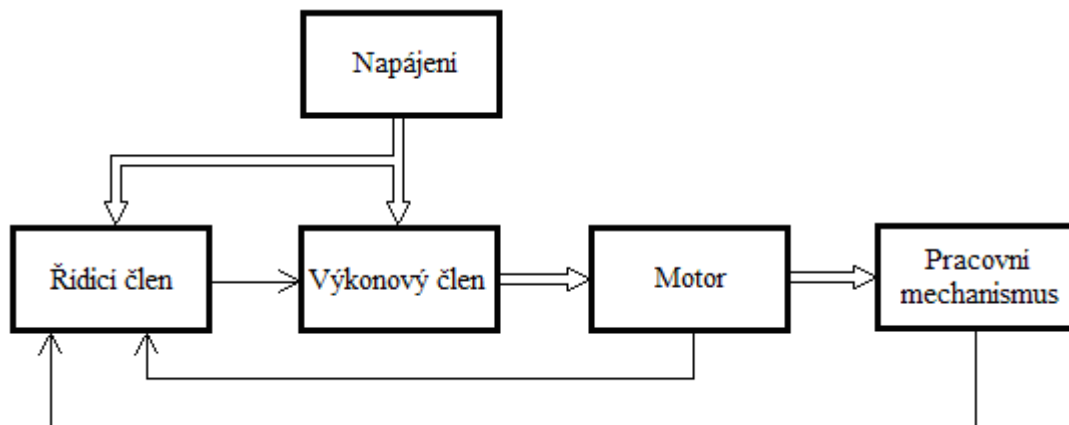
Parametr	Rozměr
R_m	$2,5 \Omega$
L_m	$2,3 \text{ mH}$
C_ϕ	$0,0243 \text{ Nm} \cdot \text{A}^{-1}$
J	$4 \cdot 10^{-6} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$
k	$0,195 \text{ Nm} \cdot \phi^{-1}$
q	$0,284 \text{ Nm}$
B	$0,019 \text{ Nm} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$
M_t	0.01 Nm

Tabulka 1. Identifikované a experimentálně zjištěné koeficienty předložené elektronické škrticí klapky

5 REALIZACE ŘÍZENÍ ELEKTRONICKÉ ŠKRTICÍ KLAPKY.

Elektronickou škrticí klapku lze chápat jako elektrický pohon, jehož úkolem je uvést poháněný pracovní mechanismus předepsaným způsobem do určitého pohybového stavu tak, aby byla provedena určitá technologická operace. Takto lze na

elektrický pohon nahlížet jako na relativně autonomní uzavřený systém složený z vnitřně uspořádané kombinace subsystémů. Ty jsou tvořeny vlastnostmi pracovních mechanismů, vlastních pohonů, výkonových měničů energie, regulačních struktur v řídicím členu, vlastnostmi napájení systému. Na Obr. 5.1 je zobrazeno typické uspořádání jednomotorového elektrického pohonu, které lze aplikovat na řízení elektronické škrticí klapky.[20]



Obr. 5.1 Typické uspořádání jednomotorového elektrického pohonu[20]

Elektronická škrticí klapka se dle uspořádání jednomotorového elektrického pohonu z Obr. 5.1 bude skládat z bloku *pracovního mechanismu* zastoupeného vlastním škrticím elementem(klapku) se zátěžným momentem M_z . Ten je tvořen vlivem působení vratné torzní pružiny, viskózního tlumení v uložení hřídele klapky, uložení převodu a uložení motoru. Dalším vlivem je suché tření vyskytující s v celé této mechanické soustavě. Výstupem pracovního mechanismu je výchylka klapky.

Blok *Motor* je zastoupen stejnoměrným elektromotorem s konstantním buzením, který je neoddělitelnou částí elektronické škrticí klapky.

Blok *výkonový člen* bude představovat měnič elektrické energie splňující požadavky pro řízení elektronické škrticí klapky a jehož pomocí lze elektromotor napájet a řídit.

Řídicí člen bude obsahovat algoritmy pro řízení celého systému a bude vybrán tak, aby opět splnil požadavky pro jeho řízení, což klade určité nároky na jeho výpočetní výkon.

Blok *Napájení* dodává do celého systému energii. Ta musí být dostačující, aby opět byly splněny požadavky pro řízení elektronické škrticí klapky.

Další součástí celého systému jsou snímače polohy, rychlosti (popř. proudu), které řídicímu členu dodávají informace o stavu systému, čímž mu umožňuje pracovat v uzavřené zpětné vazbě.

Pro řízení reálné elektronické škrtkové klapky je třeba navrhnout či vybrat takové řídicí a výkonové členy, které by splňovaly podmínky pro řízení:

- ustálení výchylky klapky v nové poloze do 150ms a pokud možno bez překmitu
- možnost nastavování výchylky klapky pomocí vnější analogové hodnoty (stavitelným potenciometrem)
- možnost napájení elektronické škrtkové klapky zdrojem stejnosměrného napětí o velikosti 12V (autobaterie)

5.1 Výběr výkonového členu

Možnosti regulace otáček a polohy vyplývají z rovnice statické zatěžovací charakteristiky rovnice (4), která vyjadřuje lineární závislost otáček na momentu motoru. Výhodné je tyto otáčky regulovat napětím připojeným k rotoru stejnosměrného motoru, neboť i zde je závislost lineární. Vhodný zesilovací výkonový člen je takový, jenž bude schopen dodat potřebnou energii v požadovaném čase. Z hlediska řízení polohového servomechanismu se stejnosměrným motorem musí být schopen do motoru dodávat napětí obou polarit a oba směry proudu. Tím je zaručeno, že pracovní mechanismus bude schopen výchylky s patřičným momentem v obou směrech.[1]

Plynulá změna napětí na motoru však není z energetického hlediska vhodná. Hlavním problémem spojitě pracujících zesilovačů je fakt, že výkonové prvky pracují v režimu v němž jsou otevřeny pouze částečně. Vzniká na nich úbytek napětí v důsledku průchodu značných proudů, což způsobuje výkonovou ztrátu, která se tepelně projevuje na výkonových prvcích [6].

Změnu napětí lze také realizovat pomocí pulsní šířkové modulace (PWM). Požadované napětí na kotvě motoru bude úměrné šířce pulsu obdélníkového napájecího napětí motoru. Motor jako setrvačný stroj lze chápat z pohledu frekvenčních vlastností i jako dolní propust. Pokud je plné napětí obdélníkového tvaru na motor přiváděno s frekvencí větší než je propustné pásmo této dolní propusti, bude se v chování motoru významně uplatňovat pouze stejnosměrná složka. Změnu střídavého obdélníkového napájecího napětí nestačí motor sledovat a jeho otáčky budou úměrné střední hodnotě protékaného proudu [6].

Obecné výhody a nevýhody spínaných elektrických zdrojů [14]:

Výhody:

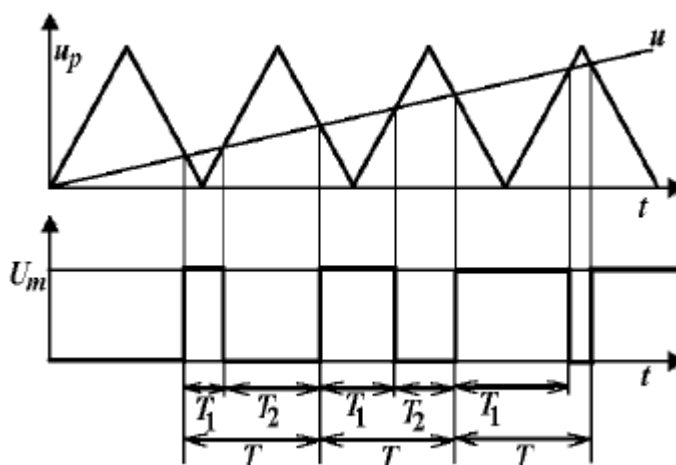
- vyšší účinnost
- výhodnější tam, kde je velký rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím
- malé rozměry
- i přes větší obvodovou složitost jsou ekonomicky výhodnější

Nevýhody:

- pomalejší reakce výstupního napětí na rychlé změny zatěžovacího proudu
- při požadavku malého zvlnění se musí uvažovat vliv impulsního charakteru zdroje
- jsou zdrojem rušivých signálů, které generují spínací prvky

5.2 Princip pulsní šířkové modulace [6]

Základní princip PWM modulátoru je komparace signálu generátoru pilového průběhu o konstantní frekvenci a amplitudě se vstupním spojitým řídicím napětím u . Z Obr. 5.2 je patrné, že výkonový prvek bude sepnut po dobu T_1 kdy bude pilový signál z generátoru menší než (v tomto případě lineárně narůstající) požadované vstupní napětí u . Celkovou frekvenci PWM modulátoru tak určuje generátor pilového signálu.



Obr. 5.2 Princip PWM modulace[6].

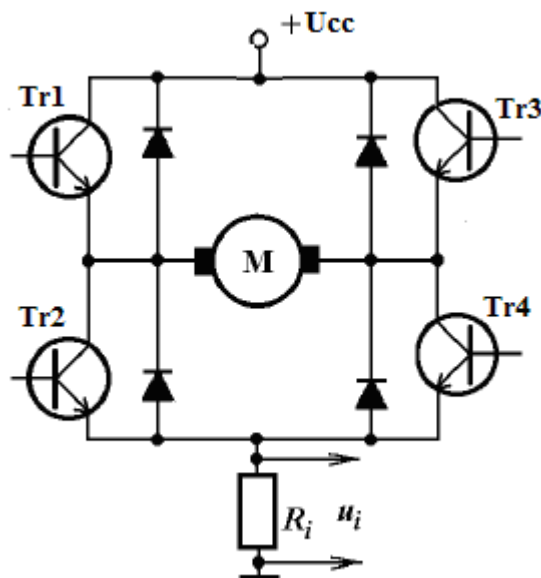
Pro spínání jednotlivých výkonových prvků v čtyřkvadrantovém tranzistorovém stejnosměrném pulsním měniči Obr. 5.2. (někdy též nazýván H-můstek) při použití pulsní šířkové modulace s konstantním opakovacím kmitočtem, lze využít bipolárního nebo unipolárního způsobu řízení. V prvním případě jsou tranzistory spínány v diagonále můstku současně. Při unipolárním způsobu řízení je na zátěži v průběhu jedné periody opakovacího kmitočtu pouze jedna polarita napětí nebo nulové napětí. Tranzistory jsou v diagonále spínány s fázovým posunutím o polovinu periody. Napětí a proud má na zátěži dvojnásobnou frekvenci vzhledem k frekvenci spínání tranzistorů, což snižuje zvlnění proudu a posunuje akustický hluk do vyšších frekvencí. Při nulovém výstupním napětí neteče zátěží při žádný proud, zatímco při bipolárním řízení teče

motorem při nulové střední hodnotě výstupního napětí střídavý proud, který způsobuje momentové pulsace stejnosměrného motoru [1].

5.3 Čtyřkvadrantový stejnosměrný pulsní měnič

Pro napájení stejnosměrného pohonu je nejvhodnější čtyřkvadrantový tranzistorový stejnosměrný pulsní měnič viz. Obr. 5.3. Je schopen dávat na výstupu oba směry proudu a obě polaritu napětí. Výkonové tranzistory T1 až T4 pracují ve spínacím režimu. Jsou ovládány řídicími napětími tak, aby došlo k jejich rychlému otevření, čímž se významně omezí úbytek napětí, vyvolaný procházejícím napájecím proudem. Ten se projevuje při přechodu ze zavřeného do otevřeného stavu tranzistoru a naopak.

Při chodu stejnosměrného motoru v jednom směru proud ze zdroje U_{cc} prochází plně otevřeným tranzistorem Tr1, kotvou motoru a Tr4, přičemž tranzistory Tr3 a Tr2 musí být v témže okamžiku rozepnuty. Při opačném chodu motoru jsou tranzistory Tr1 a Tr4 uzavřeny a obvod se uzavírá přes otevřené tranzistory Tr3 a Tr2. Vhodnými výkonovými prvky jsou spínací tranzistory MOSFET nebo IGBT. Malý odpor R_i slouží ke snímání proudu procházejícího můstkem pro účely proudové zpětné vazby v řízení.[1]



Obr. 5.3 Čtyřkvadrantový tranzistorový stejnosměrný pulsní měnič [6]

Na trhu je dnes celá řada výrobců, kteří se na výrobu výkonových modulů, nebo integrovaných H-můstků pro řízení motorů přímo specializují. Při výběru vhodného výkonového modulu je nutné postupovat tak, aby byly splněny požadavky pro řízení

elektronické škrticí klapky. Z předchozích simulací a měření (viz. Obr. 4.5) vyplývá, že je třeba do motoru dodat napětí U větší než 9 V, aby byl splněn požadavek na vyregulování plné výchylky škrticí klapky do 150ms. Tento modul musí být vybrán nebo navržen s dostatečnou výkonovou rezervou. Při přechodových dějích, zejména při rychlé reverzaci smyslu otáčení rotoru motoru, vznikají značné špičkové proudy. Z tohoto předpokladu vyplývají následující základní požadavky pro výběr vhodného výkonového členu celého systému.

Výkonový člen musí být schopen:

- spínat minimálně dvojnásobek požadovaného napětí
- spínat minimálně dvojnásobek požadovaného proudu
- pokud bude požadované napětí 10V pak proud protékající motorem s odporem R_m .
- rychlého spínání výkonových prvků
- musí mít nízký odpor v sepnutém stavu výkonových prvků
- pracovat s frekvencemi PWM nad pásem slyšitelnosti

$$I = \frac{U}{R_m} = \frac{10}{2.5} = 4 \quad [A] \quad (19)$$

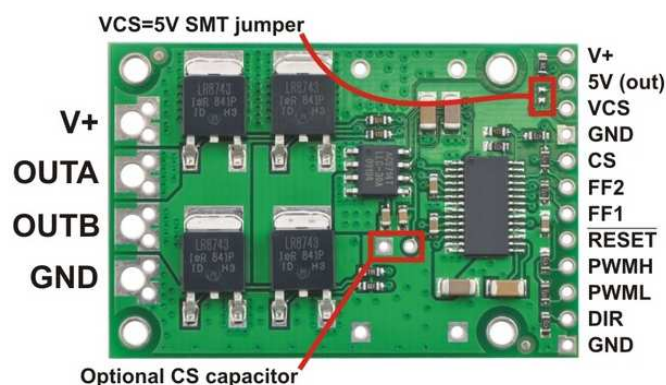
Na základě těchto požadavků a relativní cenové dostupnosti byl pro napájení a řízení elektronické škrticí klapky vybrán můstek pro řízení motorů 18v25 CS od firmy Pololu.

5.4 Můstek pro řízení motorů - Pololu 18v25 CS [13]

Tento výkonový MOSFET H-můstek pro řízení motoru umožňuje obousměrné řízení stejnosměrného komutátorového motoru. Modul o rozměrech 46x30mm podporuje široký rozsah napětí 5,5 až 30V a umožňuje tak dodání proudu o velikosti až 25A do motoru bez nutnosti použití chladiče (s chladičem až 40A). Podporuje PWM frekvence až 40kHz, ačkoli vyšší frekvence mají za následek vyšší spínací ztráty. Tato verze obsahuje proudové čidlo jehož napětí je úměrné proudu protékajícího motorem.

Logické spoje jsou navrženy na rozhraní s 5V systémy (5,5 V max), minimální vstupní HIGH signál je 3,5V. Výkonový modul je možné provozovat v různých režimech pomocí řídicích vstupů PWMH, PWML a DIR. Diagnostické výstupy (piny FF1 a FF2), mohou být využity k detekci problémů viz Tabulka 4. Vstupem RESET do stavu LOW, lze přepnout výkonový můstek do režimu spánku, kdy odebírá minimum energie. Deska také poskytuje regulované napětí 5V na pinu 5Vout. Ten může být

zkratován na pin VCS pro napájení proudového čidla, nebo je možné VCS napájet 5V externě.



Obr. 5.4 Můstek pro řízení motorů – Pololu 18v25 CS[13]

PIN	Výchozí úroveň	Popis
V +		Napájení motoru 5,5 - 30 V
5V (out)		Regulovaný 5V výstup s malým proudovým zatížením (mA). Např. pro napájení proudového senzoru.
VCS		Napájení 5V proudového senzoru.
GND		GND pro logické obvody i pro výkonovou část desky.
CS		výstup senzoru proudu (66 mV / A se středem na 2,5 V).
OUTA		A výkonový výstup na motor.
OUTB		B výkonový výstup na motor.
PWMH	LOW	PWM vstup: signál PWM na tomto pinu odpovídá výkonově posílenému PWM výstupu do motoru.
PWML	HIGH	Řídicí vstup pro řízení doběhu.
DIR	LOW	Řídicí vstup pro řízení směru proudu (resp. směru otáčení motoru).
RESET	HIGH	Uvede desku do režimu spánku s minimem odebírané energie a odblokuje poruchové příznaky FF1 a FF2.
FF1,FF2	LOW,	Diagnostické výstupy FF1 a FF2 budou ve stavu HIGH podle

	LOW	výskytu určité chyby. Viz tabulka níže.
--	-----	---

Tabulka 2. Popis jednotlivých pinů modulu 18v25 CS [13]

Tento výkonový modu lze provozovat v několika režimech:

- **Režim (drive-break):** S pinem *PWML* v trvalém HIGH stavu a PWM signálem na pinu *PWMH*. Pracovní cyklus PWM řídí otáčky motoru a pin *DIR* řídí směr. Během HIGH části řídicího PWM signálu se na výstupních svorkách motoru (*OUTA OUTB*) objevuje plné napájecí napětí $V+$ ve směru určeného *DIR* pinem, při LOW části PWM, jsou obě výstupní svorky motoru zkratovány na zem. Takže motor je střídavě mezi stavem plného napájecího napětí a brzděním s frekvencí PWM.

- **Režim (drive-coast):** PWM signál je připojen na *PWMH* a *PWML* piny. Pracovní cyklus PWM řídí otáčky motoru a pin *DIR* řídí směr. Během HIGH části řídicího PWM signálu se na výstupních svorkách motoru (*OUTA OUTB*) objevuje plné napájecí napětí $V+$ ve směru určeného *DIR* pinem, při LOW části PWM, výstupní svorky motoru jsou odpojeny a motor může dobíhat.

- **Režim (Locked-antiphase):** S *PWML* a *PWMH* je ve stavu HIGH. PWM signál je přiveden na pin *DIR*. V tomto režimu je motor řízen velikostí střídavy PWM signálu. Nízkou střídou PWM signálu lze řídit motor v jednom směru a vysokou střídou lze motor řídit v opačném směru, střída = 50% pro nulové otáčky motoru.

PWMH	PWML	DIR	OUTA	OUTB	Provoz
H	H	L	GND	$V+$	Vpřed
H	H	H	$V+$	GND	Vzad
L	H	X	GND	GND	Brzdění LOW
H	L	X	$V+$	$V+$	Brzdění HIGH
L	L	X	Z	Z	Doběh

Tabulka 3. Provoz motoru v závislosti na úrovni řídicích pinů

- X = jakákoliv hodnota (H nebo L)
- Z = vysoká impedance (odpojení výstupů)

Výkonový modul může zjistit tři různé poruchové stavy, které jsou evidovány na FF1 a FF2 pinech. Detekovanou poruchou je zkrat na výstupu, podpětí, a nadměrná

teplota. Chyba nadměrné teploty poskytuje pouze výstrahu, což ale neurčuje přímo teplotu MOSFET, které se přehřívají jako první.

Diagnostické výstupy		Závada	Odpojit výstupy	Do stavu Reset
FF1	FF2			
L	L	Žádná chyba	Ne	Ne
L	H	Zkrat	Ano	Ano
H	L	Přehřátí	Ne	Ne
H	H	Podpětí	Ano	Ne

Tabulka 4. Význam logických kombinací diagnostických výstupů

5.5 Snímač pro měření proudu protékajícího motorem

Můstek prořízení motorů *Pololu 18v25 CS* také obsahuje integrovaný snímač proudu, který je schopen měřit proud motoru v obou směrech až do velikosti 30A. Integrovaný snímač *ACS714* od firmy *Allegro* pracuje na principu Hallova jevu. Vodivá cesta na desce plošného spoje vytváří elektrické pole vlivem procházejícího elektrického proudu do motoru. Senzor je umístěn nad touto vodivou cestou a vzniklé elektromagnetické pole úměrně převádí na výstupní analogové napětí. Výrobce udává výstupní napětí na pinu CS = 66mV/A pro proudy od -30A do 30A se středem v 2,5V pokud je proudový snímač napájen 5V (s typickou chybou menší než 1,5%). Tato závislost byla měřením ověřena a bylo zjištěno, že při nulovém protékaném proudu se střed napětí nachází na průměrné hodnotě 2,31V. Při nárůstu kladného protékaného proudu výstupní napětí stoupá CS = 57mV/A a při opačném směru proudu výstupní napětí snímače proudu klesá CS = 60mV/A.

5.6 Snímač polohy elektronické škrticí klapky

Snímač polohy škrticí klapky pracuje na principu odporového děliče napětí. Pro zvýšení přesnosti je zdvojen. V podstatě se jedná o dva paralelně spojené

potenciometry. Velikost odporu prvního potenciometru je v rozsahu od $R_0 = 353\Omega$ pro $\varphi = 0^\circ$, do $R_{MAX} = 1780\Omega$ pro $\varphi = 85^\circ$.

5.7 Výběr řídicího členu

Při řízení měničů elektrických pohonů se v dnešní době významně uplatňují mikroprocesorové obvody. Jednočipové mikroprocesory se využívají prakticky ve všech odvětvích průmyslu, pro které jsou vyráběny v mnoha variantách.

Zpětnovazební regulace moderních elektrických pohonů má vysoké nároky na vzorkovací frekvenci a algoritmy regulace. Mikrokontroléry určené pro řízení těchto pohonů bývají vybavovány periferiemi: pokročilé generátory (PWM), A/D převodníky, dekodéry inkrementálních čidel, rozhraní komunikačních sběrnic, atd [11].

Při výběru řídicího systému pro reálné řízení škrtkové klapky lze postupovat více způsoby. Jako řídicí systém je možné použít mikrokontrolér, ve kterém bude implementován celý řídicí algoritmus. Toto řešení je velice praktické pro ověřený řídicí algoritmus. Druhou variantou pro řízení škrtkové klapky je možnost použití klasického PC s multifunkční I/O kartou.

PC s multifunkční I/O kartou MF 624 [15]

Tato varianta je výhodná pro snadné odladění řídicího algoritmu přímo v programu Matlab Simulink a celkovou jednoduchou obsluhu multifunkční I/O karty. Nevýhodou ovšem je, že takto navržený řídicí systém nebude mobilní, protože karta MF624 využívá PCI sběrnici stolního PC. MF 624 multifunkční I/O karta je určena pro standardní sběr dat a řízení aplikací. Je optimalizována pro použití s Real Time Toolbox Simulink. Obsahuje plně 32 bitovou architekturu pro rychlý výkon.

Základní vlastnosti:

- 8 14-bitových analogových vstupů a výstupů
- krátká doba převodu
- 8 digitálních vstupů, 8 digitálních výstupů
- 4 vstupy inkrementálních snímačů (diferenciální)
- 4 čítače/časovače
- nízká spotřeba
- vstupy a výstupy kompatibilní s TTL
- ovladač pro Real Time Toolbox pro MATLAB
- ovladač pro Windows, 32 i 64-bitové aplikace

- čítače jsou implementovány v programovatelném čipu hradlového pole a nabízejí širokou škálu použití, mimo jiné i generování PWM



Obr. 5.5 Multifunkční I/O karta MF624 [21]

Knihovna Real Time Toolbox [21]

Real Time Toolbox umožňuje práci s externími analogovými a digitálními signály v prostředí program MATLAB Simulink. Knihovna bloků umožňuje práci v reálném čase bez nutnosti použití dalších nástrojů. Je založen na výkonném jádře reálného času. K dispozici jsou ovladače pro celou řadu měřicích karet světových výrobců (mj. i pro kartu MF624). Měřicí karta je reprezentována blokem Adapter, který dovoluje modifikovat její konfiguraci. V závislosti na složitosti modelu jsou běžné aplikace schopné pracovat se vzorkovací frekvencí 100 Hz - 25 kHz.

Aby byl dodržen požadavek realtime aplikace, tzn. aby byly výsledky dodávány včas, je pro řízení elektronické škrtkové klapky možné použít vzorkovací frekvenci maximálně 1kHz. Vedle vstupních a výstupních bloků je zde také blok RT Simulink Process. K dosažení co nejlepšího výkonu modelu je možné pomocí tohoto bloku nastavit prioritu procesu reálného času pracujícího v rámci operačního systému. Vyšší priorita znamená vyšší výkon real-time aplikace, ale na úkor priorit ostatních běžících úloh.

Blok RT Sync je určen pro synchronizaci signálu v reálném čase. Je umístěn v simulačním modelu a zajišťuje synchronizaci všech bloků s předem nastavenou periodou vzorkování.

5.7.1.1 Knihovna Hudaqlib[22]

Knihovna *hudaqlib.dll* (Humusoft Data Acquisition Library) dodávaná firmou Humusoft s I/O kartou MF624, obsahuje většinu funkcí pro práci se vstupy, výstupy, čítači a časovači této karty. Některé funkce jako např. práce s časovači musejí být

naprogramovány pomocí nízkourovňového přístupu, tzn. zapsáním příslušné hodnoty na danou adresu. [23]

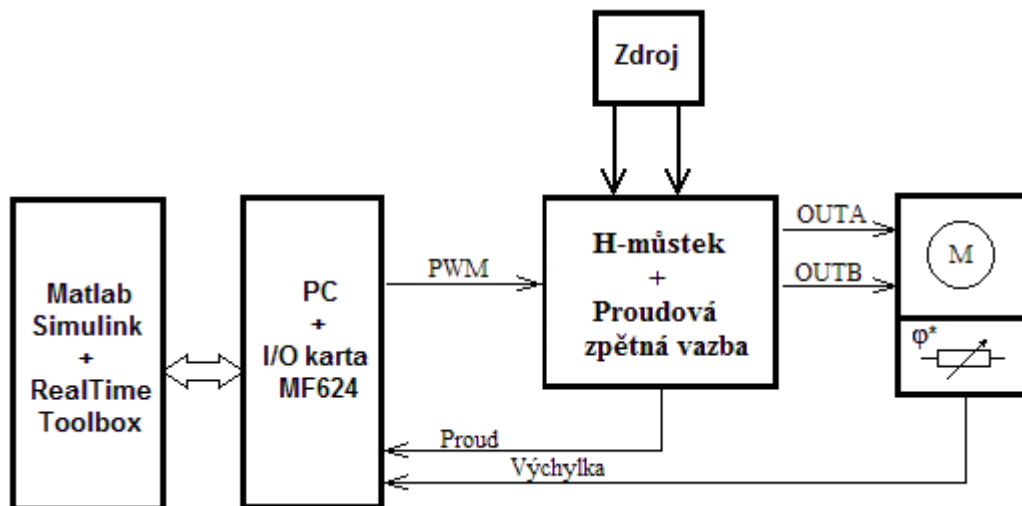
Součástí knihovny jsou i předdefinované funkce, které pracují obdobně jako Real Time Toolbox bloky. Pro správné použití je nutné mít v cílovém adresáři vloženou složku *@HudaqDevice*, která všechny tyto funkce obsahuje a je součástí balíku s dodávanou knihovnou *hudaqlib.dll*. Pro použití některé funkce stačí ve skriptu příkazem *dev = HudaqDevice('MF624')* inicializovat používanou I/O kartu a např. příkazem *PWMWrite(dev, 3, 20000, DIR)* lze zavolat funkci s jejíž pomocí se na výstupu T3OUT (viz. Příloha 3) I/O karty bude generovat PWM signál o frekvenci 20kHz se střídou závislou na proměnné DIR.

5.8 Napájení

Dalším z požadavků pro řízení elektronické škrticí klapky je možnost jejího napájení pomocí 12V autobaterie. Při návrhu kaskádního polohového regulátoru proto byl tento požadavek zohledněn a do regulátoru bylo implementováno omezení akčního zásahu do motoru v rozsahu $\pm 12\text{V}$ (pro oba směry). Stávající realizace je napájena ze laboratorního zdroje *P230R51D* firmy *DIAMETRAL*. Jedná se o dvojitého zdroj stejnosměrného regulovaného napětí (2x 0 až 30V) s omezením výstupního proudu (2x 0 až 4A). Výstupní svorky jednotlivých zdrojů lze paralelně spojit, čímž lze dosáhnout omezení výstupního proudu (0 až 8A). Maximální zvlnění zdroje je 10mV. [4]

5.9 Celková sestava

Blokové schéma na Obr. 5.6 vychází z typické aplikace pro řízení elektrického pohonu z Obr. 5.1. Blok řídicí člen zde představuje PC s I/O kartou *MF624* a instalovaným programem Matlab Simulink s knihovnou *Real Time Toolbx* a *Hudaqlib*. Blok výkonový člen je zde zastoupen H-můstkem *18v25 CS* a elektronická škrticí klapka reprezentuje bloky motor a pracovní mechanismus. Blok zdroj napájení pro H-můstek (resp. motor) je realizován pomocí laboratorního zdroje *P23051D*.

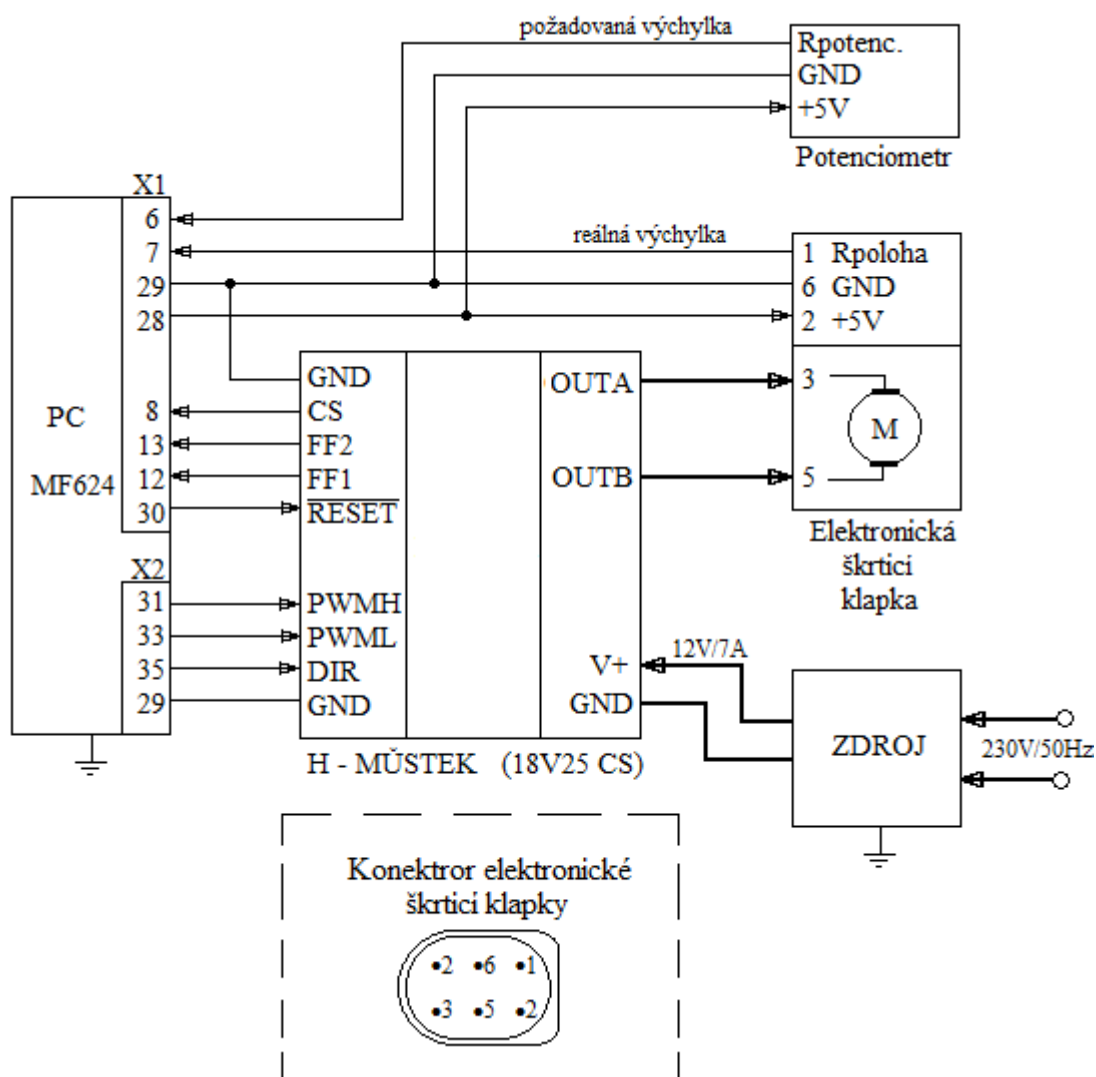


Obr. 5.6 Sestava pro řízení elektronické škrticí klapky

Elektrické propojení všech částí je patrné z Obr. 2.1. Multifunkční I/O karta *MF624* má dva konektory viz. Příloha 3. Na konektoru X1 jsou piny jednotlivých analogových a digitálních vstupů a výstupů. Konektor X2 obsahuje piny pro připojení inkrementálních digitálních snímačů a vstupy a výstupy časovačů/čítačů. Oba konektory také mají piny k napájení 5/12V logiky a uzemnění GND. Odporový snímač výchylky klapky je napájen I/O kartou z konektoru X1 (5V pin 28, GND pin 29) a jeho běžec je připojen na A/D převodník na pin 7 X1. Stejným způsobem je napájen potenciometr pro nastavování požadované výchylky klapky, jehož běžec je připojen na A/D převodník na pinu 6 X1.

Napájení výkonového H-můstku *18v25 CS* je přivedeno na jeho piny +V a GND z laboratorního zdroje *P23051D*. Měřený proud protékající motorem je snímán integrovaným hallovým snímačem, jehož výstupní napětí je na pinu CS připojeného na A/D převodník na pin 8 X1 I/O karty. Diagnostické výstupy FF1 a FF2 jsou přivedeny na digitální vstupy DIN (piny 12 a 13 X1). Negovaný pin RESET je propojen s digitálním výstupem DOUT (pin 30 X1), čímž lze H-můstek programově zapínat a vypínat. Časovače T1OUT, T2OUT a T3OUT umístěné na konektoru X2 generují řídicí PWM signál, jenž je přiveden na piny PWMH, PWML a DIR. Piny OUTA a OUTB dodávají požadovaný výkonově zesílený akční zásah do motoru škrticí klapky.

Při napájení této sestavy vnější elektrickou sítí je nutné dbát na to, aby mezi zemnicími svorkami PC a laboratorního zdroje nebyl rozdílový potenciál.



Obr. 5.7 Řízení elektronické škrticí klapky, elektrické propojení sestavy

6 NÁVRH ŘÍZENÍ MODELU ELEKTRONICKÉ ŠKRTÍČÍ Klapky[1]

Řízení polohy elektronické škrticí klapky je v dnešní době diskutovaným a řešeným tématem. Pro řízení se využívají různé struktury jak lineárních PID regulátorů tak nelineárních regulátorů, s dopřednými kompenzacemi jednotlivých složek zátěžného momentu M_z . Detailněji se touto problematikou zabývá [7] a [10].

Na elektronickou škrticí klapku lze nahlížet jako polohový servomechanismus, jehož přesné řízení vyžaduje uzavřenou polohovou zpětnou vazbu. Z hlediska aplikací je servomechanismus možné rozlit na dva typy.

Sledovací polohová regulace je určena pro sledování zadávané trajektorie. Požadovaná poloha se v čase mění určitou rychlostí a servopohon musí tuto dráhu s danou rychlostí sledovat. U tohoto typu servomechanismu se nejčastěji používá kaskádní struktura regulačních smyček. Polohová smyčka je nadřazená vnitřní otáčkové smyčce. Požadovaná poloha bude porovnávána se skutečnou měřenou polohou servomechanismu ve zpětné vazbě. Protože má polohová smyčka integrační charakter (poloha je integrálem rychlosti), teoreticky je tedy odchylka polohy při nulové rychlosti rovněž nulová. V praxi se bude projevovat také rozlišovací schopnost snímače polohy a citlivost pohonu na inkrementální odchylku bude závislá na citlivosti a rychlosti integrace regulátoru rychlosti. Servopohon tedy sleduje zadávanou polohu s určitou polohovou odchylkou, přímo úměrnou rychlosti sledování. K vyhodnocení odchylky mezi žádanou a skutečnou polohou se pak používá proporcionálních regulátorů polohy, jejichž výstupem je žádaná hodnota rychlosti.

Cílová regulace je určena k časově optimálnímu nastavování polohy v co nejkratším čase. Je zde kladen požadavek na dosažení ustálené polohy bez překmitu s využitím maximálně dosažitelného zrychlení. Protože není možné zrychlení do nekonečna zvyšovat, je toto řešení omezeno zdrojem napájení, proto se do struktury regulátoru obvykle zařazuje proudové (popř. otáčkové) omezení, které brání nadměrnému přetěžování zdroje napájení.

Kvalitní rychlostní smyčka obsahuje podřízenou proudovou resp. momentovou smyčku. Je na ni kladen požadavek pro velmi rychlé vyregulování požadované vstupní hodnoty proudu. Slouží také k ochraně motoru před přetížením a k omezení maximálního momentu, kterým může působit motor na mechanickou soustavu. Jako výkonový člen lze použít tranzistorový pulsní měnič, který nároky na kaskádní regulaci polohy splňuje.

6.1 Přenosová funkce výkonového členu [1]

Dynamiku funkce tranzistorového pulsního měniče lze charakterizovat dopravním zpožděním, jehož hodnota se může měnit od nuly až do T , je-li T doba jednoho proudového pulsu. Dopravní zpoždění $\Delta t \in (0, T)$ je nahrazeno jeho střední hodnotou $T/2$:

$$T_u = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \quad [\text{s}] \quad (20)$$

Kde f je spínací kmitočet tranzistorového pulsního měniče. Obecně je vhodné volit spínací kmitočet nad pásmem slyšitelných frekvencí. Tím je odstraněno nepříjemné „pískání“. Přepínáním tranzistorů v měniči, dochází k rychlé změně směru proudu, což způsobuje chvění motoru. Přenosová funkce tranzistorového pulsního měniče charakterizována zesílením Ku a dopravním zpožděním.

$$Fu(p) = \frac{U_v}{U_{\check{r}}} e^{-pT_u} = Ku \cdot e^{-pT_u} \quad (21)$$

Zesílení měniče je dáno poměrem výstupního napětí měniče U_v k řídicímu napětí $U_{\check{r}}$ a je vhodné upravit $Ku = 1$. Pokud bude akční zásah proudového regulátoru nepřímo úměrný velikosti napájecího napětí (prakticky lze zajistit měřením napájecího napětí) a upraven na rozsah řídicího napětí $U_{\check{r}}$ použitého měniče, bude proudová regulační smyčka do jisté míry nezávislá na velikosti napájecího napětí výkonového pulsního měniče. Při spínací frekvenci $f = 20\text{kHz}$:

$$Fu(p) = Ku \cdot e^{-pT_u} = 1 \cdot e^{-0,000025 p} \quad (22)$$

6.2 Přenosová funkce snímače proudu

V soustavě řízené pomocí programu Matlab Simulink s knihovnou Real Time Toolbox a I/O kartou *MF624* bude signál ze snímače proudu zpožděn vlivem vzorkovací frekvencí karty. Velikost tohoto dopravního zpoždění bude polovina periody vzorkování. Zesílení proudového čidla Ki má lineární charakter. Při zpracování signálu pomocí karty *MF624* bude upraveno $Ki = 1$.

Dopravní zpoždění způsobené I/O kartou, které je o řád větší než dopravní zpoždění tranzistorového pulsního měniče, lze považovat za celkové dopravní zpoždění proudové smyčky. Exponenciální funkci lze nahradit mocninou řadou z něhož budou zachovány pouze dva první členy a toto dopravní zpoždění lze, pro zjednodušení výpočtu regulátoru proudu, hrubě aproximovat spojitým článkem prvního řádu. Náhradní přenosová funkce snímače proudu s dopravním zpožděním I/O karty tedy bude:

$$F_{Ki}(p) = Ki \cdot e^{-T_{VZ} \cdot p} \cong \frac{Ki}{e^{pT_{VZ}}} \cong \frac{1}{1 + pT_{VZ} + \frac{(pT_{VZ})^2}{2!} + ..} \cong \frac{Ki}{1 + pT_{VZ}} = \frac{1}{1 + 5 \cdot 10^{-4} p} \quad (23)$$

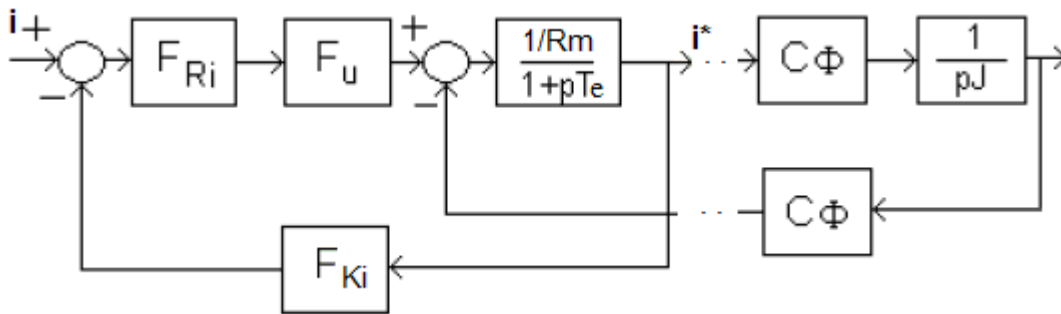
Dopravní zpoždění tranzistorového pulsního měniče pak lze zanedbat:

$$Fu(p) = Ku = 1 \quad (23)$$

6.3 Proudová smyčka

Na Obr. 6.1 je patrné blokové schéma proudové smyčky. Dle rovnice (2) je výstupem i moment motoru Mm FRi je zatím neznámá přenosová funkce regulátoru proudu, Fu je přenosová funkce tranzistorového pulsního měniče, Te je elektromagnetická časová konstanta vinutí rotoru. Ki je zesílení proudového čidla.

$$T_e = \frac{Lm}{Rm} = 9,2 \cdot 10^{-4} \quad [s] \quad (24)$$



Obr. 6.1 Blokové schéma proudové smyčky [1].

Pro návrh regulátoru proudu je možné zpětnou vazbu od indukovaného protinapětí zanedbat, protože při optimálně nastavené proudové smyčce je elektromagnetická časová konstanta Te vykompenzována regulátorem proudu a časová konstanta usměrňovače Tvz je menší než mechanická časová konstanta Tm . Na reálném pohonu se regulátor proudu nastavuje na skok řízení (žádanou hodnotu proudu) se zabrzděným rotorem. Což znamená, že se protinapětí nebude indukovat. Při nenulových rychlostech bude smyčka pracovat stejně optimálně.

Přenos soustavy Fsi je tvořen tranzistorovým pulsním měničem Fu , obvodem rotoru stejnosměrného motoru a aproximovaným přenosem snímače proudu Fki :

$$Fsi(p) = Ku \frac{1/Rm}{1 + pTe} \frac{Ki}{1 + pTvz} = 1 \cdot \frac{1/2,5}{1 + 9,2 \cdot 10^{-4} p} \cdot \frac{1}{1 + 5 \cdot 10^{-4} p} \quad (25)$$

Jedná se tedy o setrvačný člunek druhého řádu. Regulátor proudu F_{ri} lze navrhnout metodou optimálního modulu. Tato metoda pracuje s požadovaným tvarem frekvenční charakteristiky uzavřené smyčky. [16]

$$F_{oi}(p) = \frac{1}{2p\tau_\sigma(1+p\tau_\sigma)} \quad (26)$$

Rovnice (26) je tzv. standardní tvar přenosu otevřené smyčky podle metody optimálního modulu. Ze známého tvaru přenosu otevřené smyčky F_{oi} a přenosu soustavy F_{si} lze odvodit tvar a konstanty regulátoru proudu. Pokud bude $T_{VZ} = \tau_\sigma$:

$$F_{ri}(p) = \frac{1}{F_{si}(p)} \cdot F_{oi}(p) = \frac{(1+pT_e) \cdot (1+pT_{VZ})}{Ku \cdot Ki / Rm} \cdot \frac{1}{2p\tau_\sigma(1+p\tau_\sigma)} = \frac{1+p\tau_{li}}{p\tau_{oi}} \quad (27)$$

Regulátor proudu je typu PI, časové konstanty jsou:

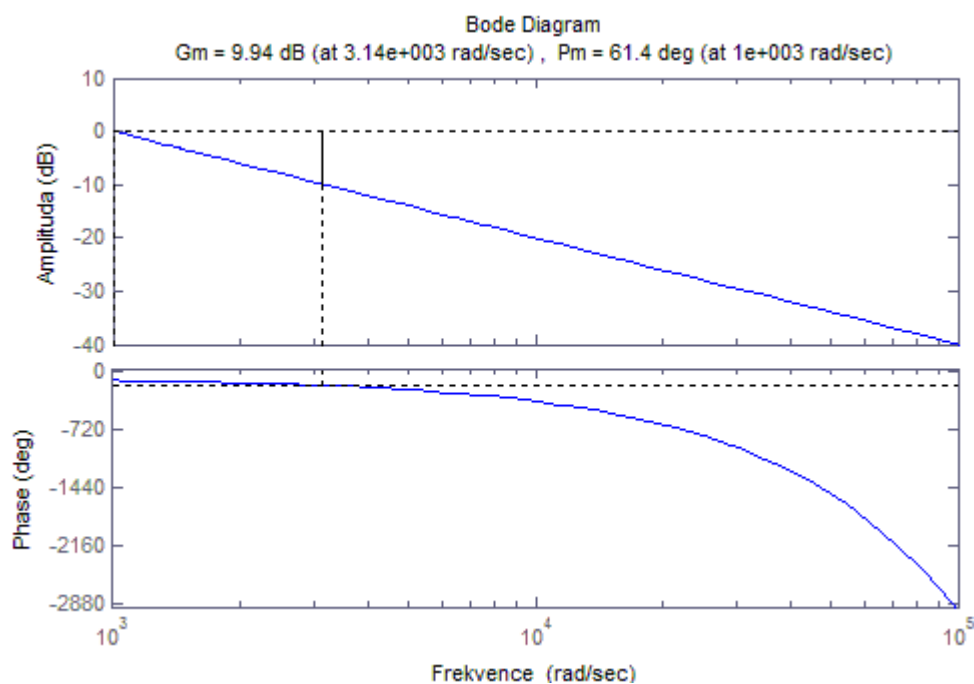
$$\tau_{li} = T_e = 9,2 \cdot 10^{-4} \quad (28)$$

$$\tau_{oi} = 2T_{VZ} Ku \frac{1}{Rm} Ki = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot 1 \cdot \frac{1}{2,5} \cdot 1 = 4 \cdot 10^{-4} \quad (29)$$

Přenos regulátoru proudu F_{ri} při použití čtyřkvadrantového tranzistorového stejnosměrného pulsního měniče bude:

$$\begin{aligned} F_{ri}(p) &= \frac{1+p\tau_{li}}{p\tau_{oi}} = \frac{1+9,2 \cdot 10^{-4} p}{4 \cdot 10^{-4} p} = \\ &= K_{ri} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot p}\right) = 2,3 \cdot \left(1 + \frac{1}{9,2 \cdot 10^{-4} p}\right) \end{aligned} \quad (30)$$

Aproximace dopravního zpoždění článkem prvního řádu však nezohledňuje zásobu stability ve fázi v otevřené proudové smyčce a ta by, kvůli nevhodně zvolené aproximaci, mohla být v konečném důsledku nestabilní. Pomocí programu Matlab a příkazu *margin* lze zjistit amplitudovou a fázovou frekvenční charakteristiku přenosu otevřené smyčky s navrženým regulátorem F_{ri} a přenosem soustavy F_{si} s původním neaproximovaným dopravním zpožděním snímače proudu:



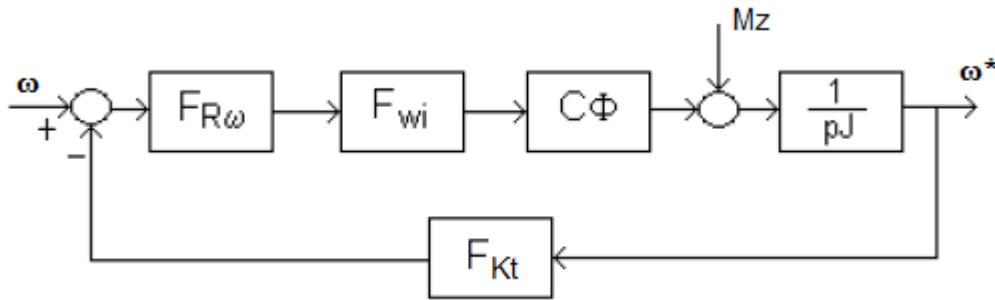
Obr. 6.2 Frekvenční fázová charakteristika přenosu otevřené smyčky s navrženým regulátorem F_{ri} a přenosem soustavy F_{si} s původním neaproximovaným dopravním zpožděním snímače proudu.

Z Obr. 6.2 je patrné, že zásoba stability ve fázi P_m pro přenos otevřené proudové smyčky je dostatečná.

6.4 Rychlostní smyčka

Proudovou smyčku lze nahradit jedním blokem s přenosem řízení uzavřené proudové smyčky F_{wi} :

$$F_{wi}(p) = \frac{F_{oi}(p)}{1 + F_{oi}(p)} = \frac{1/K_i}{1 + 2pT_{vz} + 2p^2T_{vz}^2} \cong \frac{1/K_i}{1 + 2pT_{vz}} \quad (31)$$



Obr. 6.3 Blokové schéma otáčkové smyčky [1].

Elektronická škrticí klapka nemá senzor rychlosti pohybu klapky. Protože výchylka má integrační charakter, je možné informaci o rychlosti klapky získat derivací signálu ze senzoru výchylky. Výsledný signál má však kvůli použitému analogovému snímači větší úroveň šumu a je nutné ho nějakým způsobem filtrovat. Filtrace toho signálu má ale svá omezení. Jako filtr lze použít setrvačný člen prvního řádu. Protože je signál vzorkován s periodou 1ms, musí být časová konstanta filtru Tt větší než perioda vzorkování a zároveň musí být co nejmenší, aby byla výsledná otáčková smyčka co nejrychlejší. Z tohoto předpokladu byla odvozena a prakticky ověřena časová konstanta filtru $Tt = 3\text{ms}$. Zesílení snímače Kx výchylky klapky je dáno poměrem výstupního napětí ku vstupnímu napětí na odporovém děliči v závislosti na výchylce klapky. Tato konstanta je při zpracování signálu pomocí I/O karty MF624 upravena, takže výsledné zesílení $Kx = Kt = 1$.

$$F_{Kt} = \frac{Kt}{1 + pTt} = \frac{1}{1 + 0,003p} \quad (32)$$

Přenos soustavy $F_{s\omega}$ pak lze odvodit z blokového schématu na Obr. 6.3.

$$F_{s\omega}(p) = F_{wi}(p) \cdot C\Phi \frac{1}{pJ} \cdot F_{Kt}(p) = \frac{K_s}{p(1 + 2pT_{VZ})(1 + pTt)} \cong \frac{K_s}{p(1 + pT_s)} \quad (33)$$

$$K_s = \frac{1}{Ki} C\Phi \frac{1}{J} Kt = 1 \cdot 0,0243 \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cdot 1 = 6075 \quad (34)$$

Z obou malých časových konstant lze vytvořit tzv. součtovou časovou konstantu T_s :

$$T_s = 2T_{VZ} + Tt = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-4} + 3 \cdot 10^{-3} = 4 \cdot 10^{-3} \quad [\text{s}] \quad (35)$$

Regulátor proudu $F_{R\omega}$ je možné navrhnout metodou symetrického optima. Tato metoda vychází z přenosu uzavřené smyčky třetího řádu.

$$F_{o\omega}(p) = \frac{1 + 4p\tau_{\sigma}}{8p^2\tau_{\sigma}^2(1 + p\tau_{\sigma})} \quad (36)$$

Rovnice (36) je tzv. standardní tvar přenosu otevřené smyčky podle metody symetrického optima [2]. Ze známého tvaru přenosu otevřené smyčky $F_{o\omega}$ a přenosu soustavy $F_{s\omega}$ lze odvodit tvar a konstanty regulátoru otáček za předpokladu $T_s = \tau_{\sigma}$:

$$F_{R\omega}(p) = \frac{1}{F_{s\omega}(p)} \cdot F_{o\omega}(p) = \frac{p(1 + pT_s)}{K_s} \frac{1 + 4p\tau_{\sigma}}{8p^2\tau_{\sigma}^2(1 + p\tau_{\sigma})} = \frac{1 + p\tau_{1\omega}}{p\tau_{0\omega}} \quad (37)$$

Regulátor otáček je typu PI, časové konstanty jsou:

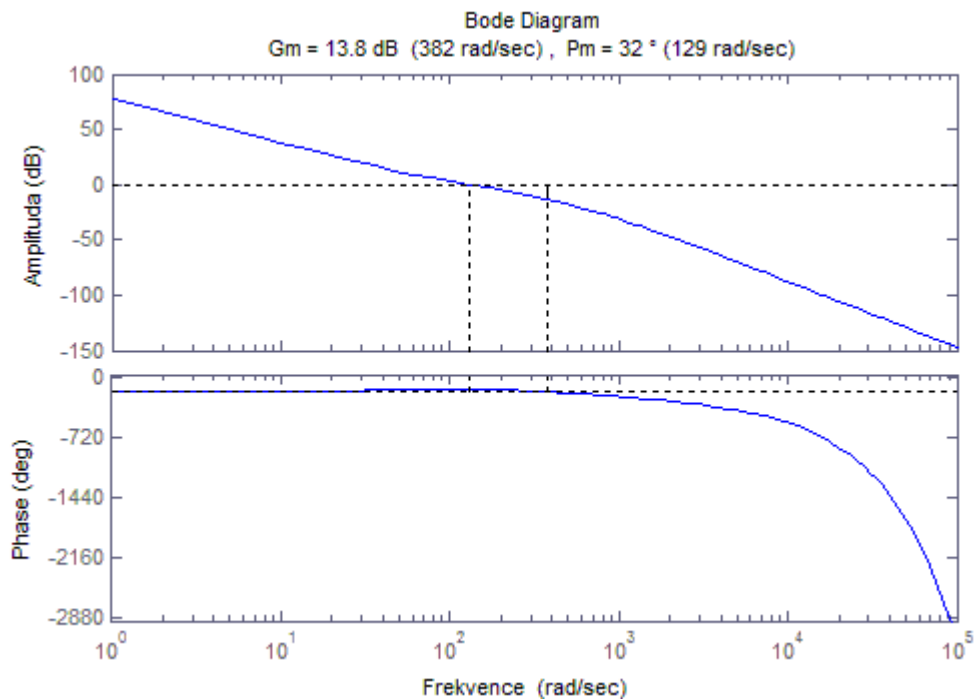
$$\tau_{1\omega} = 4T_s = 4 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 0,016 \quad (38)$$

$$\tau_{0\omega} = 8K_s T_s^2 = 8 \cdot 6075 \cdot (4 \cdot 10^{-3})^2 = 0,777$$

Pokud by pro návrh regulátoru použita metoda optimálního modulu, byl by regulátor typu P a nebyl by schopen plně vyregulovat regulační odchylku. Výsledný přenos regulátoru otáček $F_{R\omega}$ bude:

$$\begin{aligned} F_{R\omega}(p) &= \frac{1 + p\tau_{1\omega}}{p\tau_{0\omega}} = \frac{1 + 0,016^{-4} p}{0,777^{-4} p} = \\ &= K_{rw} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{wp}}\right) = 0,02 \cdot \left(1 + \frac{1}{0,016p}\right) \end{aligned} \quad (39)$$

Pro zjednodušení výpočtu otáčkového regulátoru $F_{R\omega}$ bylo zanedbáno dopravní zpoždění F_{VZ} , které se v otáčkové smyčce vlivem vzorkování signálu ze snímače výchylky vyskytuje. Bude mít vliv na zásobu stability ve fázi. Opět lze pomocí programu Matlab a příkazu *margin* zjistit amplitudovou a fázovou frekvenční charakteristiku přenosu otevřené smyčky s navrženým regulátorem $F_{R\omega}$, přenosem soustavy $F_{s\omega}$ a přenosem dopravního zpoždění F_{VZ} :

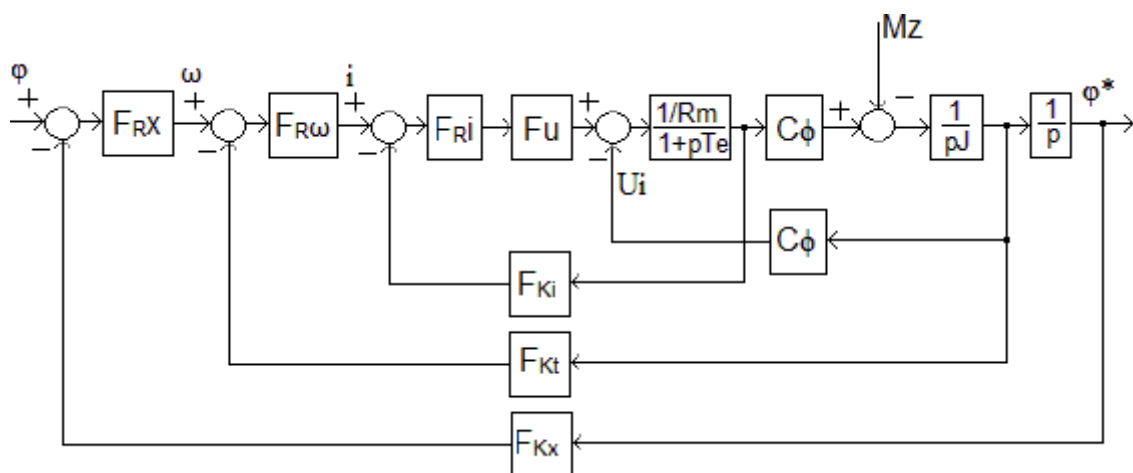


Obr. 6.4 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika přenosu otevřené smyčky s navrženým regulátorem $F_R\omega$, přenosem soustavy $F_S\omega$ a přenosem dopravního zpoždění F_{VZ}

Z Obr. 6.4 je patrné, že zásoba stability ve fázi Pm pro otevřené smyčky s navrženým regulátorem $F_R\omega$ je dostatečná a dopravní zpoždění nebude způsobovat nestabilitu soustavy. (Zásoba stability ve fázi Pm se při zohlednění dopravního zpoždění snížila pouze o $3,5^\circ$.)

6.5 Polohová smyčka

Na Obr. 6.5 je znázorněno blokové schéma regulátoru výchylky (polohy) F_{RX} s podřízenou otáčkovou smyčkou a podřízenou proudovou smyčkou.



Obr. 6.5 Blokové schéma regulátoru polohy s podřízenou otáčkovou smyčkou a podřízenou proudovou smyčkou.

Zesílení proporcionálního regulátoru polohy F_{RX} je poměr rychlosti ω k polohové odchylce $\Delta\varphi$:

$$K_{\varphi} = \frac{\omega}{\Delta\varphi} = \frac{\omega}{\varphi^* - \varphi} \quad (40)$$

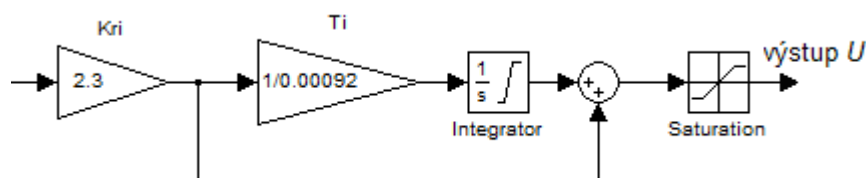
Zesílení K_{φ} se nazývá rychlostní konstantou polohové smyčky a číselně udává rychlost sledování při jednotkové odchylce skutečné polohy od polohy zadávané. Čím vyšší je K_{φ} , tím menší je tedy chyba sledování polohy při dané rychlosti sledování. Při návrhu velikosti zesílení K_{φ} v simulačním modelu bylo postupováno experimentálně. Toto zesílení bylo nastaveno tak, aby nedocházelo k překmitu při požadavku na vyregulování maximálně možné výchylky ($\varphi = 85^\circ$). V polohové smyčce se opět bude vyskytovat dopravní zpoždění způsobené vzorkováním signálu ze snímače polohy (výchyly) klapky. Ze simulačního modelu bylo zjištěno, že nebude způsobovat nestability a na celkový přenos bude mít pouze zanedbatelný vliv.[1]

6.6 Model škrticí klapky s kaskádním regulátorem

Obr.v Příloha 1 je simulační model škrticí klapky s kaskádním regulátorem polohy F_{RX} obsahující podřízenou otáčkovou $F_{R\omega}$ a proudovou F_{Ri} smyčku. Byl sestaven na základě blokového schématu z Obr. 6.5. Takto navržený regulátor však nelze prakticky použít k řízení reálné soustavy bez toho, aby byla omezena velikost akčního zásahu vstupujícího do soustavy. Velikost tohoto omezení vyplývá z použitého zdroje

napájení a použitého čtyřkvadrantového tranzistorového stejnosměrného pulsního měniče, jenž náchylný na proudové přetížení pokud není dostatečně naddimenzován.

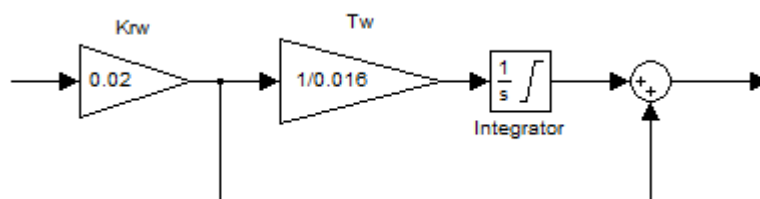
Blok *FRi* na obrázku v Příloha 1 je subsystém obsahující regulátor proudu (Obr. 2.1), který je přes blok *Fu* spojený se simulačním modelem škrtkící klapky.



Obr. 6.6 Subystém *FRi*

Omezení akčního zásahu je v subsystému *FRi* realizováno pomocí bloku *Saturation* v rozmezí od -12V do +12V, tak aby nebyla požadovaná velikost akčního zásahu větší, než je skutečná velikost napájecího napětí použitého zdroje. Struktura regulátoru proudu *FRi* má podobu pravé strany rovnice (30) a je zvolena proto, že v nastavení bloku *Integrator* lze provést omezení integrační složky tohoto regulátoru (*antiwindup*). Což je nutné z důvodu omezení velikosti akčního zásahu regulátoru. Integrační složka by jinak velmi rychle naintegrovala počáteční velkou regulační regulační odchylku a výsledný akční zásah by byl mnohem větší, než je dané rozmezí. Omezení integrační složky je nastaveno tak, aby integrátor nepřekročil dané rozmezí ($\pm 12V$).

Vstupem do bloku *FRi* je rozdíl signálu ze snímače proudu popsaného přenosem F_{Ki} a akčního zásahu regulátoru otáček (rychlosti), reprezentovaný blokem *FRw*. Tento blok je opět subsystém viz. Obr. 6.7 obsahující strukturu regulátoru otáček popsanou pravou stranou rovnice (39).

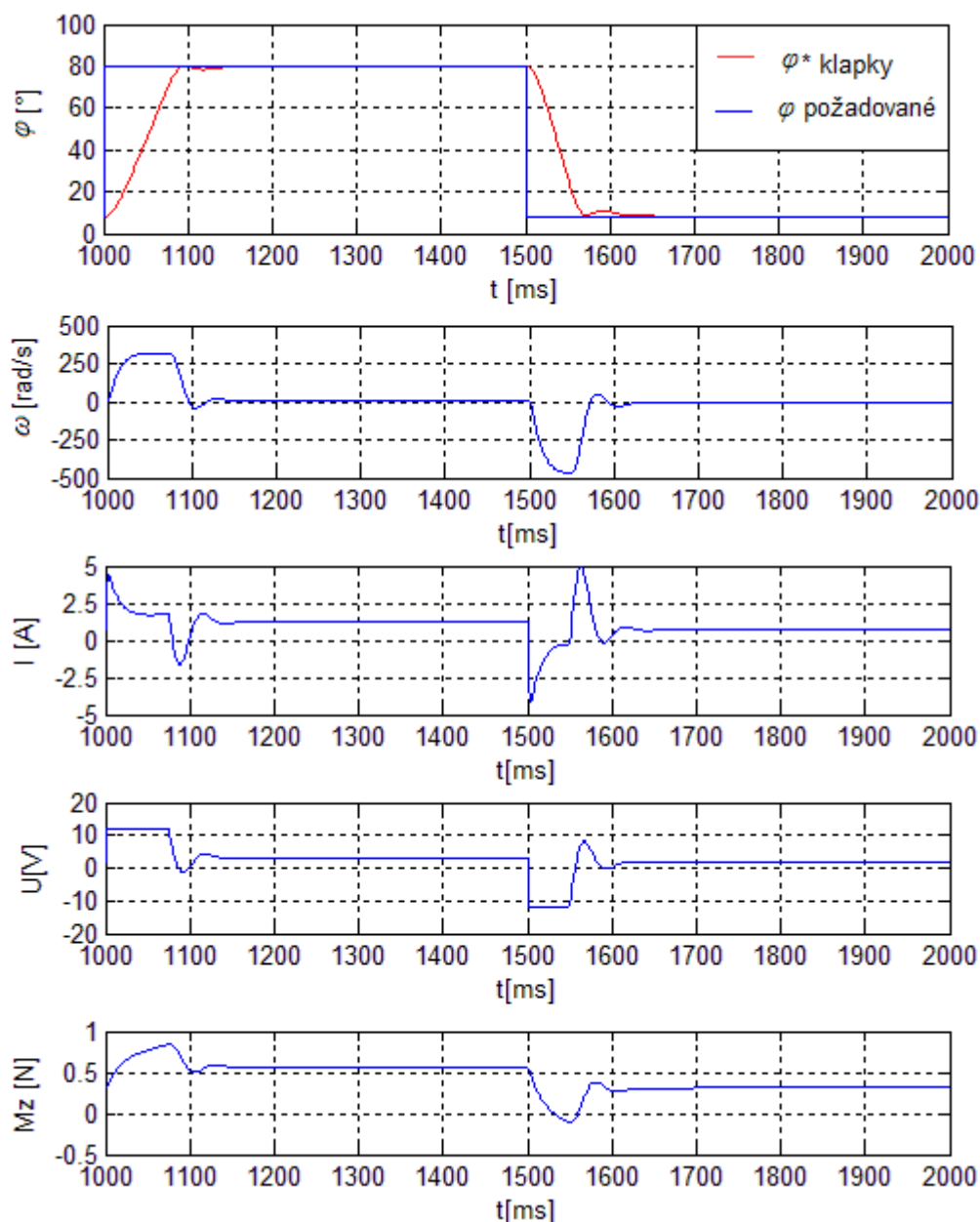


Obr. 6.7 Subystém *FRw*

Také zde je v bloku *Integrator* provedeno omezení integrační složky tohoto regulátoru a je nastaveno tak, aby integrátor nepřekročil rozmezí proudu ($\pm 7A$). Což je dané proudovým omezením zdroje napájení.

Vstupem do bloku FR_w je rozdíl derivovaného signálu ze snímače výchylky klapky popsaného přenosem F_{Kt} a akčního zásahu regulátoru polohy(výchylky), reprezentovaného blokem FR_x . Jedná se o proporcionální regulátor se zesílením $K\varphi = 35$. Jeho vstupem je rozdíl požadované výchylky a signálu ze snímače výchylky klapky popsaného přenosem F_{RX} .

Obr. 6.8 je odezva soustavy s regulátorem polohy a omezením akčního zásahu na skok žádané hodnoty. Velikost žádané hodnoty je $\varphi = 80^\circ$. Regulátor je schopen tento požadavek vyregulovat do 150ms bez překmitu, s omezením akčního zásahu kdy motor nepřekročí dané proudové meze $\pm 7A$. Akční zásah do motoru U je v daném rozmezí $\pm 12V$. Velikost zátěžného momentu M_z je při nejvyšší rychlosti klapky 0,85Nm. V čase $t = 250ms$ se velikost žádané hodnoty skokově změnila na $\varphi = 0^\circ$. Tuto novou žádanou hodnotu regulátor vyreguluje do 200ms bez překmitu.



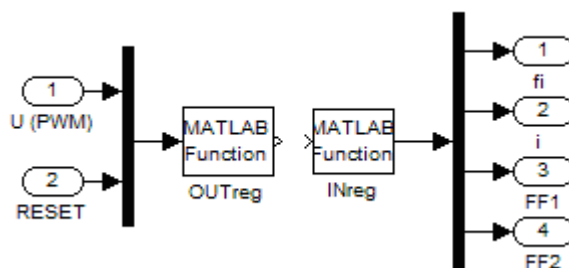
Obr. 6.8 Odezva modelu škrticí klapky s polohovým kaskádním regulátorem s omezením akčního zásahu na vstupní obdélníkový signál φ

7 IMPLEMENTACE POLOHOVÉHO REGULÁTORU

Kaskádní regulátor polohy navržený na simulační model elektronické škrticí klapky na obrázku v Příloha 1, lze s jistými úpravami aplikovat na reálný model, viz

v obrázek Příloha 2. Při nastavování kaskádního regulátoru reálné soustavy bylo postupováno stejným způsobem, jako bylo popsáno v kapitole 6.6.

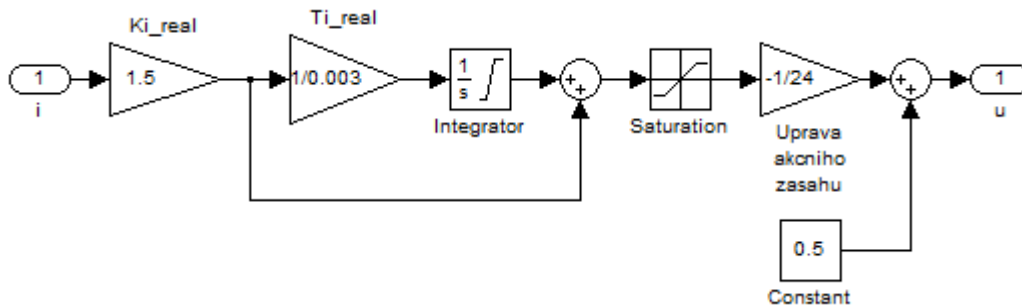
Blok *KLAPKA* představuje fyzické propojení regulátoru vytvořeného v programu Matlab *Simulink* s knihovnou *RealTime Toolbox* s reálnou elektronickou škrticí klapkou prostřednictvím I/O karty *MF624*. Tento subsystém na Obr. 7.1 je složený ze dvou bloků Matlab Function, které obsahují m-file pro práci s I/O kartou *MF624* využívající knihovnu *hudaqlib.dll*.



Obr. 7.1 Subsystém *KLAPKA*

První skript *OUTreg.m* obstarává nastavení PWM generátoru pomocí volání předdefinované funkce *PWMWrite* na výstupech T1OUT, T2OUT a T3OUT, které jsou fyzicky propojeny s piny PWMH, PWML a DIR H-můstku. Pro řízení H-můstku je využito režimu „Locked-antiphase“, takže piny PWMH a PWML budou trvale ve stavu log“1“ a na pinu DIR bude řídicí PWM signál o frekvenci 20kHz a střídou závislou na akčním zásahu podřízeného regulátoru proudu *FRi_real*. Pomocí funkce *DOWriteBit(dev,1,1,RESET)* lze nastavovat výstup D0OUT, který je fyzicky propojený na pin RESET, čímž je možné programově uvést H-můstek do režimu spánku. Druhý skript *INreg.m* obstarává pomocí volání funkce *AIRead* čtení signálů z diagnostických výstupů FF1, FF2 H-můstku a snímačů polohy a proudu, které jsou fyzicky propojeny se vstupy A/D převodníků I/O kary. Tyto signály jsou zde upraveny na skutečné hodnoty měřených fyzikálních veličin. Proto je např. zesílení snímače proudu $K_i = 1$ v rovnici (23).

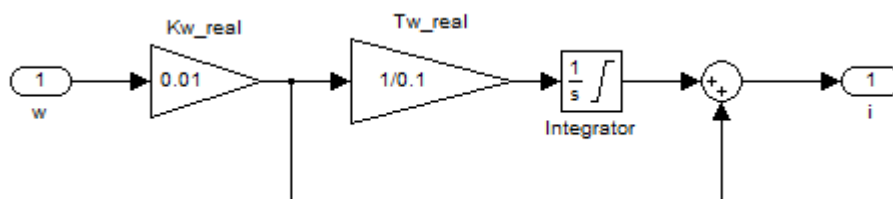
Regulátor *FRi_real* podřízené proudové smyčky na Obr. 7.2 byl sestaven na základě bloku *FRi* simulačního modelu. Za blok *Saturation* byla přidána úprava akčního zásahu, která výstupní akční rozsah regulátoru proudu ($\pm 12V$) upraví na střidu řídicího PWM signálu DIR v rozsahu od 0 do 1 přičemž 0,5 představuje 0 V akčního zásahu.



Obr. 7.2 Subsystém *Fri_real*

Původně navržený proudový regulátor *FRi* pro simulační model byl navržen tak, aby jeho odezva na požadovaný vstupní signál (proud) byla co nejrychlejší. V reálné proudové smyčce se ve výstupním signálu snímače proudu objevuje také šum. Ten pak při použití regulátoru *FRi* způsoboval nežádoucí chvění motoru. Reálný proudový regulátor *Fri_real* byl nastavován se zabrzděným rotorem stejnosměrného motoru. Jeho konstanty byly nastaveny tak, aby bylo potlačeno chvění motoru, ale zároveň byla odezva na požadovanou vstupní hodnotu i co nejrychleji vyregulována. Časová konstanta byla zvýšena na hodnotu $Ti_real = 0.003s$ a zesílení bylo sníženo na $Ki_real = 1,5$. Vyregulování proudu na žádanou hodnotu se zpomalilo a potlačilo tak vliv šumu snímače proudu.

Regulátor otáček na Obr. 7.3 je vytvořen v bloku *Frw_real*. Jeho struktura opět vychází z bloku *FRw* regulátoru simulačního modelu, ale jeho konstanty musely být upraveny. Protože nelze stejnosměrný motor fyzicky oddělit od škrticí klapky, tudíž není možné dobře provést odezvu otáčkové smyčky na vstupní skokovou žádanou hodnotu ω .



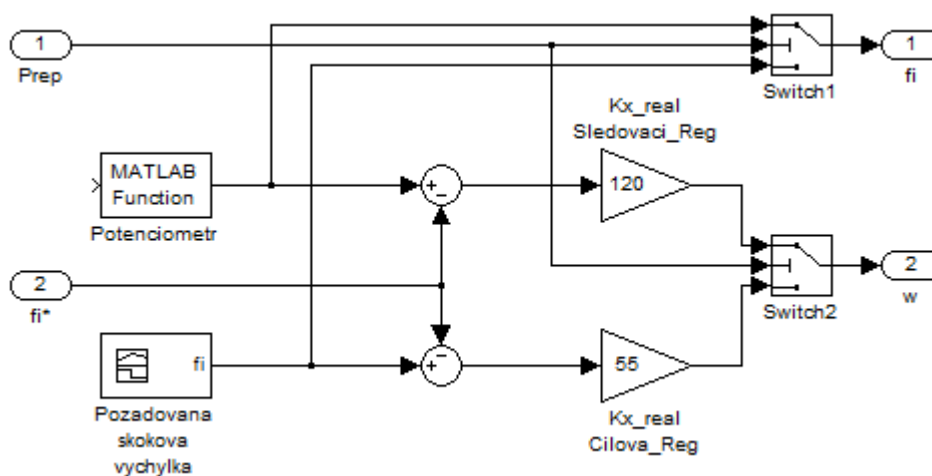
Obr. 7.3 Subsystém *Frw_real*

Z toho důvodu byl regulátor otáček nastavován spolu s nadřazeným proporcionálním polohovým regulátorem. Ladění obou regulátorů bylo prováděno tak, aby bylo dosaženo co nejrychlejší odezvy výchylky klapky φ^* na skokovou změnu požádané výchylky φ s nulovou ustálenou odchylkou a bez překmitu.

Protože je do regulátoru zavedena derivovaná a filtrovaná zpětná vazba od snímače polohy, bylo nutné více omezit integrační složku tohoto regulátoru na rozsah $\pm 2A$. Výsledné konstanty regulátoru otáček jsou $Tw_{real} = 0,1s$ a $Kw_{real} = 0,01$.

Zesílení nadřazeného proporcionálního regulátoru polohy Fr_{x_real} bylo nastaveno na hodnotu $Kx_{real} = 55$. Takto nastavený kaskádní regulátor polohy vyhovuje podmínkám pro cílovou regulaci.

Dalším požadavkem pro řízení elektronické škrticí klapky je možnost nastavení požadované výchylky φ klapky pomocí potenciometru. Blok polohového regulátoru Fr_{x_real} je subsystém s blokem Matlab Function, jenž obsahuje skript *Potenciometr.m*. Pomocí volání předdefinované funkce *AIRead* obstarává čtení signálu z běžce potenciometru, který je fyzicky propojen s A/D převodníkem (AD05) I/O karty. Signál je zde upraven tak, aby rozsah potenciometru udával hodnotu $\varphi = 0$ až 85° . Pro sledovací polohovou regulaci je však zesílení regulátoru Kx_{real} nízké, což způsobuje, že vyregulovaná výchylka klapky bude s určitým časovým zpožděním (cca 25ms při vyšších rychlostech) kopírovat požadovanou výchylku zadávanou potenciometrem. Protože při nastavování požadované výchylky klapky φ potenciometrem nelze vytvořit ostrou skokovou změnu, Je možné zesílení polohového regulátoru zvýšit aniž by docházelo k překmitu klapky. Časové zpoždění se (při zesílení $Kx_{real} = 120$) sníží na cca 8ms při vyšších rychlostech změny dráhy jezdce potenciometru.



Obr. 7.4 Subsystém Fr_{x_real}

Na Obr. 7.4 je struktura nadřazeného polohového regulátoru. Pomocí bloků *Switch* je zde vytvořeno přepínání mezi cílovou a sledovací polohovou regulací.

Při zastavení simulace zůstává na I/O kartě poslední známá nastavená hodnota. Pokud se simulace ukončí např. v okamžiku kdy je rychlost najetí na požadovanou výchylku klapky nejvyšší, bude na stejnosměrném motoru trvale vysoký proud. Tomuto nežádoucímu stavu je zamezeno pomocí funkce *StopFcn* (File/Model

Properties/Callbacks v Simulinkovém okně), ve které jsou před ukončením simulace jako poslední volány předdefinované funkce:

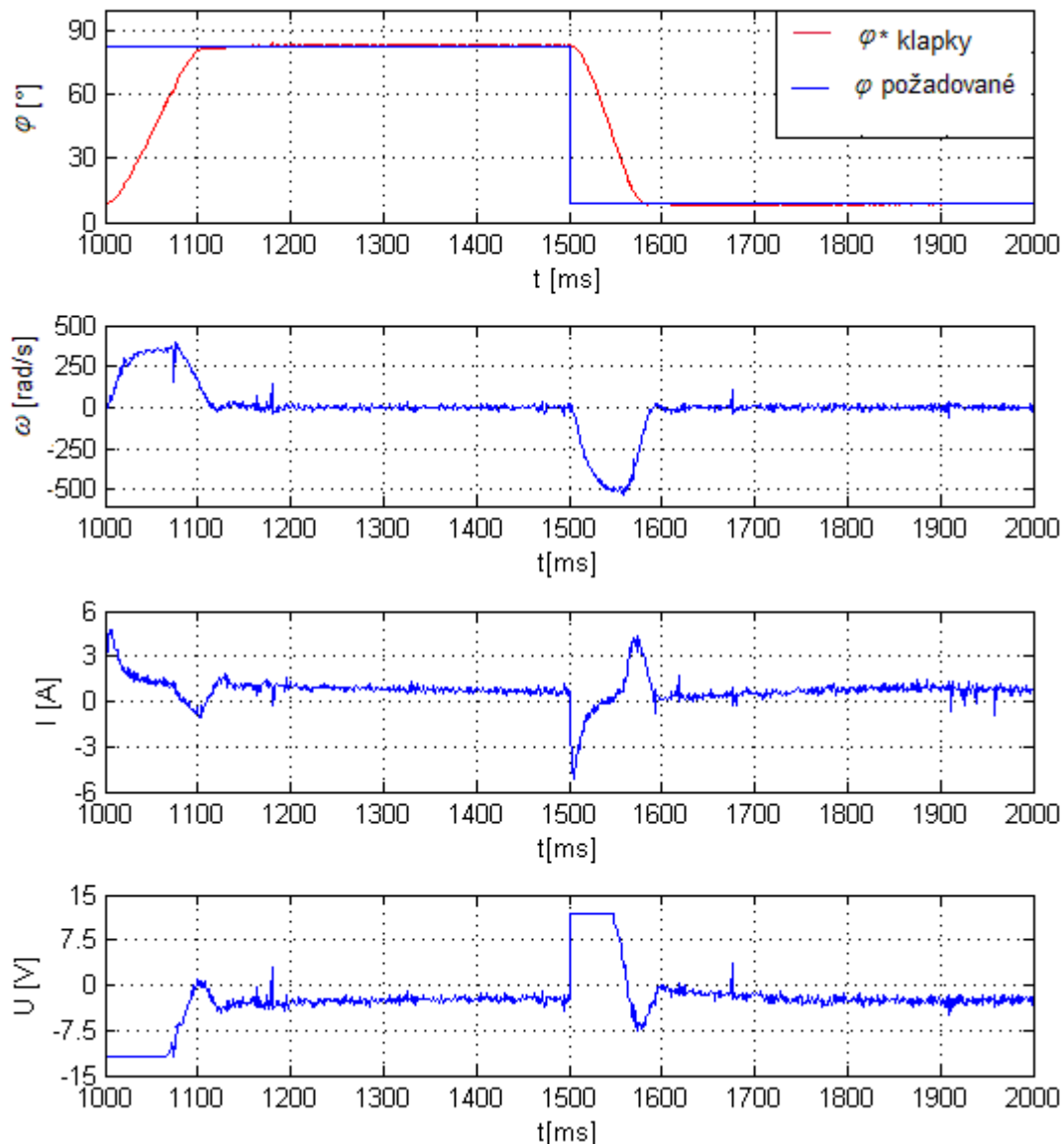
```
dev = HudaqDevice('MF624');  
PWMWrite(dev, 1, 20000, 1);% PWMH  
PWMWrite(dev, 2, 20000, 1);% PWML  
PWMWrite(dev, 3, 20000, 0.5);% DIR  
DOWriteBit(dev, 1, 1, 0)
```

Ty nastaví parametry PWM generátorů na I/O kartě do stavu kdy stejnosměrným motorem neprotéká proud a příkazem *Close(dev)* se I/O karta deinitializuje.

Před blokem *KLAPKA* je zařazen ještě blok *Switch1*. Ten ve spojení s blokem *Clock* po dobu 500 ms od startu simulace udržuje škrticí klapku ve výchozí poloze. Důvodem je, že v prvním kroku simulace ještě nejsou změřeny hodnoty ze snímačů a I/O karta potřebuje alespoň jeden krok simulace ke své inicializaci.

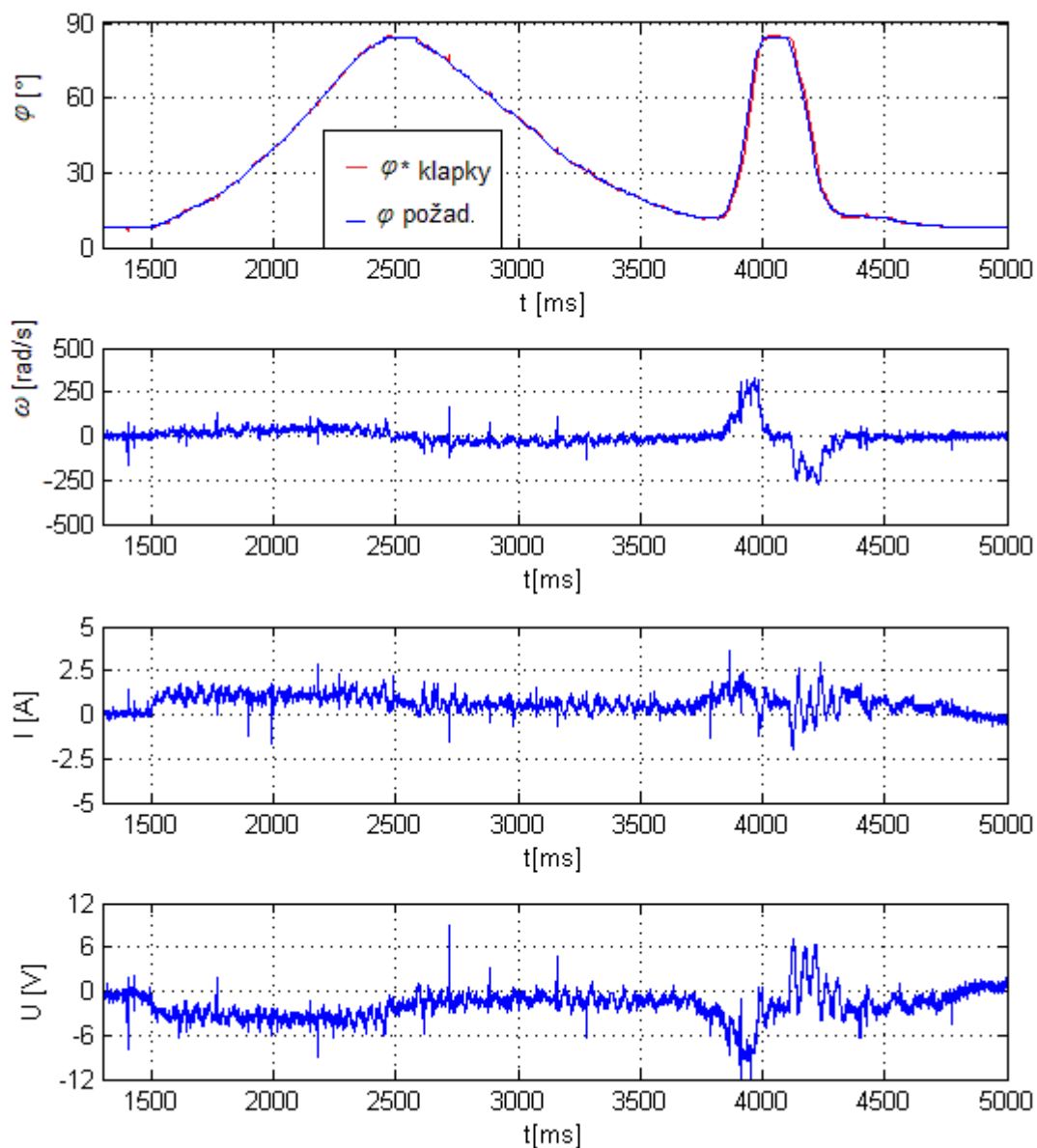
8 ZHODNOCENÍ VÝSLEDNÉ REALIZACE

Obr. 8.1 je odezva reálné škrticí klapky na vstupní obdélníkový signál φ řízené regulátorem polohy a omezením akčního zásahu. Velikost žádané hodnoty je $\varphi = 83^\circ$. Regulátor je schopen tento požadavek vyregulovat do 150ms s mírným překmitem $\varphi^* \approx 0,5^\circ$ a ustálením kolem požadované hodnoty s odchylkou $\varphi^* \approx \pm 0,2^\circ$ vzniklou přítomností šumu v signálu od snímače polohy a proudu. Omezením integrační složky v regulátoru *Fri_real* a *Frw_real* se bude více projevovat proporcionální složka těchto regulátorů a integrační složka bude plnit funkci spíše dointegrování na vstupní požadovanou hodnotu. Omezením akčního zásahu motor nepřekročí dané proudové meze $\pm 7A$ a zdroj napájení tak není nadměrně zatěžován. Akční zásah do motoru U je v daném rozmezí $\pm 12V$. V čase $t = 1500$ ms se velikost žádané hodnoty skokově změnila na $\varphi = 8^\circ$. Této nové žádané hodnoty klapka dosáhne za $t \approx 80$ ms s mírným překmitem $\varphi^* \approx 1^\circ$ a ustálí se do $t \approx 400$ ms. Tyto drobné odchylky jsou v celku zanedbatelné. Vzhledem k velikosti požadované hodnoty $\varphi = 83^\circ$ je překmit pouze cca. 0,4%.



Obr. 8.1 Odezva reálné škrtkové klapky na vstupní obdélníkový signál φ řízené polohovým kaskádním regulátorem s omezením akčního zásahu

Na Obr. 8.2 je patrná odezva reálné škrtkové klapky na vstupní signál φ nastavovaného potenciometrem, řízené polohovým kaskádním regulátorem s omezením akčního zásahu. Velikost žádané hodnoty se plynule mění od $\varphi = 8^\circ$ až 83° . Výchylka klapky φ^* relativně přesně kopíruje výchylku nastavovanou s malou rychlostí. Při vyšší rychlosti se začne projevovat časový skluz $t \approx 30$ ms výchylky klapky φ^* za zadávanou výchylkou φ při zesílení $Kx_{real} = 55$. Zvýšením této hodnoty na $Kx_{real} = 120$ se časový skluz snížil na $t \approx 10$ ms. Další zesilování již nemá smysl, protože je tím zvyšován i překmit klapky φ^* .



Obr. 8.2 Odezva reálné škrtkací klapky na vstupní signál φ nastavovaného potenciometrem, řízené polohovým kaskádním regulátorem s omezením akčního zásahu

8.1 Možná vylepšení

Navržená realizace využívá I/O karta MF624, která je však na PCI sběrnici stolního PC, což je hlavním nedostatkem této realizace použití PC jako řídicího členu celého systému z důvodu jeho omezené mobility. Řešením by bylo navržený

algoritmus převést do jeho diskrétní podoby a ten pak implementovat do digitálního signálového procesoru (DSC). Na trhu je dnes celá řada výrobců, kteří specializují své některé své řady procesorů přímo na řízení motorů. Jsou rozšířeny o některé specifické obvody např. vestavěný *Power Stage Controller* (PSC), který generuje řídicí pulsy pro jednotlivé výkonové spínací prvky v H-můstku. Obsahují mimo jiné i nezbytné ochrany, které jsou pro řízení s PWM vyžadovány, např. nastavení *DeadTime* jednotlivých spínacích prvků proti zkratování atd.

Pro řízení této aplikace by vyhovoval např. Mikrokontrolér ATmega32M1, který byl navržen tak, aby se uplatnil při velmi přesných, řídicích aplikacích s využitím PWM a vzájemného propojení pomocí sběrnic CAN nebo LIN. Mikrokontrolér ATmega32M1 obsahuje 32 KB paměti Flash, I/O piny pro všeobecné použití, A/D převodníky, analogové komparátory, 8 a 16bitové časovače, řízení koncového stupně (*Power Stage Controller*) a mimo jiné i nastavení *DeadTime* jednotlivých spínacích prvků proti zkratování. [12]

9 ZÁVĚR

Byl proveden rozbor současných elektronických škrticích klapek a požadavků na ně kladených. Je všeobecně snaha o co nejlevnější výrobu s následkem horší kvality mechanických částí. Vyšší pozornost se ale při výrobě věnuje jich absolutním snímačům polohy, které bývají odporové nebo digitální (fotodiodové) a ve spojení s vhodným řízením kompenzují mechanické nedostatky.

Byl sestaven matematický popis elektronické škrticí klapky. Tato soustava byla rozdělena na dvě části. Byl proveden matematický popis stejnosměrného motoru s konstantním buzením. Matematický popis zátěžného momentu M_z , který na stejnosměrný motor působí, se skládá z momentu M_k , který vytváří torzní pružina, momentu viskózní tlumení M_b a momentu suchého tření M_t .

Byla provedena identifikace parametrů soustavy. Byl změřen odpor vinutí rotoru stejnosměrného motoru R_m a jeho indukčnost L_m . Konstanta stejnosměrného motoru a magnetický tok $C\Phi$ byly zjištěny měřením momentu na nezátíženém stejnosměrném motoru v závislosti na proudu v rotoru. Celkový moment setrvačnosti J byl vypočten pomocí programu Moment of Inertia V.4.0.2.1 z odhadovaných rozměrů rotoru a dalších rotačních částí škrticí klapky. Velikost tuhosti vratné torzní pružiny k a její předpětí q byla zjištěna měřením momentu, který vytváří v závislosti na velikosti jejího zkřutu ϕ . Byl zjištěn převodový poměr mezi hřídelí stejnosměrného motoru a hřídelí klapky.

Simulační model stejnosměrného motoru a zátěžného momentu byl sestaven pomocí programu Matlab Simulink na základě matematického popisu soustavy. Verifikace reálné soustavy se simulačním modelem byla provedena pomocí přechodových charakteristik. Naměřené doby, za které se klapka dostane do plně otevřeného stavu v závislosti na skoku vstupního napětí U byly porovnány s výsledky simulačního modelu při stejných velikostech skokového napětí U . Na simulačním modelu byly experimentálně odhadnut koeficient viskózního tlumení B a koeficient suchého tření M_T , a ostatní parametry by drobně upraveny tak, aby zpřesnily výsledky simulačního modelu.

Při výběru elektroniky pro řízení škrticí klapky jsem se soustředil na řídicí a výkonový člen. Zvolil jsem výkonový modul pro řízení stejnosměrných motorů 18v25 CS od firmy Pololu, který úspěšně splnil požadavky pro řízení škrticí klapky. Při výběru vhodného řídicího členu jsem postupoval dvěma směry. Řídicí algoritmus škrticí klapky lze implementovat do mikrokontroléru, který bude generovat řídicí signály pro výkonový modul pomocí PWM. Další možností řízení je použití multifunkční I/O karty MF624. Vybral jsem tuto variantu, protože je kompatibilní s programem Matlab Realtime-Toolbox, což z ní dělá velice silný nástroj z hlediska navrhování odladování regulačních smyček pro řízení škrticí klapky. Tato varianta je však závislá na použití stolního PC.

Byla zvolena struktura kaskádního polohového regulátoru s podřízenou rychlostní a proudovou smyčkou. Při návrhu již byly zohledněny i vliv výkonového a řídicího členu. Rychlá proudová smyčka obsahuje PI regulátor F_{Ri} se zpětnou vazbou od snímače proudu integrovaného ve výkonovém modulu. Rychlostní smyčka obsahuje PI regulátor $F_{R\omega}$ se zpětnou vazbou z derivovaného a filtrovaného signálu snímače výchylky klapky. Aby nedocházelo k přetěžování zdroje napájení, bylo nutné omezit velikost akčního zásahu do motoru a omezit vliv integračních složek podřízených smyček. Polohová smyčka obsahuje proporcionální regulátor F_{RX} .

Takto navržený regulátor byl poté implementován na řízení předložené elektronické škrticí klapky s využitím zvolených výkonových a řídicích prvků. Vypočtené konstanty regulátorů byly ještě upraveny k dosažení co nejlepších výsledků regulace.

Byla zhodnocena výsledná realizace jejíž výsledky jsou prezentovány zejména formou grafů. Možné vylepšení by bylo navržený algoritmus převést do diskrétní podoby a implementovat ho do vhodného mikrokontroléru.

Literatura

- [1] SKLICKÝ, J.: *Elektrické regulované pohony*, elektronická skripta. VUT Brno, 2007. [cit. 5. 2011].
- [2] SKLICKÝ, J.: *Teorie řízení I, skriptum*. VUT Brno, 2002, Kapitola 7.2. ISBN:80-214-2112-6. [cit. 5. 2011].
- [3] ŠOLC, F., VÁCLAVEK P.: *Modelování a simulace*, elektornická skripta. VUT Brno, Ver. 0.20, 12. 4. 2008. [cit. 5. 2011].
- [4] P230R51D - Laboratorní zdroj, DIAMETRAL, 2007, [cit. 5. 2011]. Dostupné z URL <http://www.ghvtrading.cz/merici-pristroje/laboratorni/zdroje/51001.html>.
- [5] Škrtící klapka - náhradní díly - ŠKODA FABIA sedan | Autodíly D.N.D., [cit. 5. 2011] Fotografie dostupná z URL <http://www.autodily-dnd.cz/skoda/fabia-sedan/skrtici-klapka-d89498/>.
- [6] HLAVA, J.: Prostředky automatického řízení II, kapitola ze skript. ČVUT Praha, 2000. [cit. 5. 2011]. Dostupné z URL <http://www.fm.vslib.cz/~krtsb/ft/mzp/pohony.pdf>
- [7] GREPL, R., BYOUNSOO, L.: Návrh řízení elektronické škrtící klapky automobilového motoru, článek v časopise, AUTOMA, 2009. [cit. 5. 2011] Dostupné z URL <http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/38996.pdf>
- [8] FESTO AG: Moment of Inertia – Calculation program (Flywheel effect), Ver. 4.0.2.1, 2004, Software pro výpočet momentu setrvačnosti a hmotnosti., [cit. 4. 2009] Dostupné z URL http://www.festo.com/INetDomino/coorp_sites/cs/cfa07fe08d8f44f4c1256b4100368542.htm
- [9] THE MATHWOEKS: MATLAB, SIMULINK, simulační program, Ver. 7.8.0.347, 2009,
- [10] BEZDÍČEK, M.: Mechatronika – vybrané problémy. Elektronická kniha. Brno : Tribun, s.r.o., 2008. 146 s. [cit. 4. 2011] Dostupné z URL http://www.umt.fme.vutbr.cz/mechlab/vzdelavani/knihy-a-skripta/Mechatronika_vybrane_problemy_2008.pdf
- [11] KLÍMA, B.: Mikroprocesorové řízení elektrických pohonů, elektronická skripta. VUT Brno, 2009. [cit. 5. 2011]
- [12] ROBENEK, J.: Nové AVR mikrokontroléry pro řízení motorů, 2009. Nové AVR mikrokontroléry pro řízení motorů | HW.cz. [cit. 5. 2011] Dostupné z URL <http://hw.cz/novinky/atmel/art3099-nove-avr-mikrokontrolery-pro-řízení-motoru.html>.
- [13] Pololu High-Power Motor Driver 18v25 CS. [cit. 5. 2011] Dostupné z URL <http://www.pololu.com/catalog/product/1455>.
- [14] BABČANÍK, J.: *Spínané zdroje*, 2007. Spínané zdroje | HW.cz. [cit. 5. 2011]. Dostupné z URL <http://hw.cz/Teorie-a-praxe/ART1876-Spinane-zdroje.html>.

- [15] HUMUSOFT.: USER'S MANUAL, 2006. MF 624 MULTIFUNCTION I/O CARD. [cit. 5.2011]. Dostupné z URL <http://www2.humusoft.cz/www/datacq/manuals/mf624um.pdf> (accessed Jan 01, 2011).
- [16] BLAHA, P., VAVŘÍN, P.: *Řízení a regulace I, elektronická skripta*. VUT Brno, 2005. [cit. 5.2011].
- [17] MAUSER, H., THURNER, E.: *Electronic Throttle Control – A Dependability Case Study*. Journal of Universal Computer Science 1999,. [cit. 5.2011]. Dostupné z URL <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.138.3194&rep=rep1&type=pdf>
- [18] FERENC, B.: *Elektronika a zážehové motory*., Elektronika. 1999. [cit. 5.2011]. Dostupné z URL <http://www.mjauto.cz/newdocs/ferenc/om/om.htm>.
- [19] LÁNÍK, O.: *Bosch: první plastová škrtící klapka*, 2005. [cit. 5.2011]. Dostupné z URL <http://www.auto.cz/bosch-prvni-plastova-skrlici-klapka-15865>
- [20] CEHA, Z.; ČERNÝ, M.: *Elektrické pohony*; SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1990. ISBN 80-03-00418-7
- [21] Real Time Toolbox, 2011. Real Time Toolbox | Humusoft. [cit. 5.2011]. Dostupné z URL <http://www.humusoft.cz/produkty/rtt/>.
- [22] DOXYGEN.: Humusoft Data Acquisition Library Reference Manual, 2007. [cit. 5.2011]. Dostupné z URL <http://www.penguin.cz/~fojtik/hudaqlib/hudaqlib.pdf> .
- [23] OŽANA, Š.: S-funkce využívající nízkoúrovňový přístup k funkcím měřicí karty MF624, 2007. [cit. 5.2011]. Dostupné z URL http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/MATLAB07/prispevky/ozana_s/ozana_s.pdf.

Seznam obrázků

Obr. 2.1 a) Klasická škrticí klapka b) Elektronická škrticí klapka [17].....	10
Obr. 2.2 Elektronická škrticí klapka osobního automobilu Škoda Fábria a Octávia[5]	12
Obr. 3.1 Části elektronické škrticí klapky.....	13
Obr. 3.2 Náhradní schéma stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem.	14
Obr. 3.3 Matematický model stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem [10].	15
Obr. 3.4 Závislost zátěžného momentu M_z na výchylce klapky φ	17
Obr. 3.5 Závislost momentu stejnosměrného motoru na proudu rotoru	19
Obr. 3.6 Závislost momentu M_k torzní pružiny na velikosti jejího zkrutu φ	20
Obr. 4.1 Simulační model <i>Elektronická Škrticí klapka</i>	21
Obr. 4.2 Simulační model <i>Motor</i>	21
Obr. 4.3 Odezva modelu stejnosměrného motoru na skok napětí s odpojeným zátěžným momentem M_z	22
Obr. 4.4 Chování simulačního modelu s připojeným zátěžným momentem M_z v závislosti na různých vstupních skokových napětích.	24
Obr. 4.5 Čas t potřebný pro maximální výchylku klapky v závislosti na vstupním napětí U	25
Obr. 5.1 Typické uspořádání jednomotorového elektrického pohonu[20]	26
Obr. 5.2 Princip PWM modulace[6].	28
Obr. 5.3 Čtyřkvadrantový tranzistorový stejnosměrný pulsní měnič [6].....	29
Obr. 5.4 Můstek pro řízení motorů – Pololu 18v25 CS[13].....	31
Obr. 5.5 Multifunkční I/O karta MF624 [21].....	35
Obr. 5.6 Sestava pro řízení elektronické škrticí klapky	37
Obr. 5.7 Řízení elektronické škrticí klapky, elektrické propojení sestavy	38
Obr. 6.1 Blokové schéma proudové smyčky [1].....	41
Obr. 6.2 Frekvenční fázová charakteristika přenosu otevřené smyčky s navrženým regulátorem F_{ri} a přenosem soustavy F_{si} s původním neaproximovaným dopravním zpožděním snímače proudu.	43
Obr. 6.3 Blokové schéma otáčkové smyčky [1].....	44
Obr. 6.4 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika přenosu otevřené smyčky s navrženým regulátorem $F_{R\omega}$, přenosem soustavy $F_{S\omega}$ a přenosem dopravního zpoždění F_{VZ}	46
Obr. 6.5 Blokové schéma regulátoru polohy s podřízenou otáčkovou smyčkou a podřízenou proudovou smyčkou.	47
Obr. 6.6 Subystém F_{Ri}	48

Obr. 6.7 Subsystem <i>FRw</i>	48
Obr. 6.8 Odezva modelu škrticí klapky s polohovým kaskádním regulátorem s omezením akčního zásahu na vstupní obdélníkový signál φ	50
Obr. 7.1 Subsystem <i>KLAPKA</i>	51
Obr. 7.2 Subsystem <i>Fri_real</i>	52
Obr. 7.3 Subsystem <i>Frw_real</i>	52
Obr. 7.4 Subsystem <i>Frz_real</i>	53
Obr. 8.1 Odezva reálné škrticí klapky na vstupní obdélníkový signál φ řízené polohovým kaskádním regulátorem s omezením akčního zásahu	55
Obr. 8.2 Odezva reálné škrticí klapky na vstupní signál φ nastavovaného potenciometrem, řízené polohovým kaskádním regulátorem s omezením akčního zásahu.....	56

Seznam symbolů

ETC	elektronická škrticí klapka	
M_z	Zátěžný moment	[Nm]
U_i	Indukované elektromotorické napětí	[V]
$C\Phi$	Konstanta motoru	[Nm·A ⁻¹]
I	Proud rotoru	[A]
U	Napětí na rotoru	[V]
R_m	Odpor vinutí rotoru	[Ω]
ω	Rychlost škrticí klapky	[rad·s ⁻¹]
L_m	Indukčnost vinutí rotoru	[mH]
J_m	Moment setrvačnosti na hřídeli motoru	[Kg·m ²]
B	Koeficient viskosního tření	[Nm·s·rad ⁻¹]
M_k	Moment torzní pružiny	[Nm]
k	Tuhost torzní pružiny	[Nm·φ ⁻¹]
q	Předpětí torzní pružiny	Nm
M_t	Moment suchého tření	[Nm]
M_T	Koeficient Suchého tření	[Nm]
K_m	Koeficient pro aproximaci suchého tření	-[Nm·φ ⁻¹]
K_{MAX}	Koeficient mezní polohy	[Nm·φ ⁻¹]
B_{MAX}	Koeficient mezní polohy	[Nm·s·rad ⁻¹]
J	Celkový moment setrvačnosti škrticí klapky	[Kg·m ²]
φ	Výchylka (poloha) škrticí klapky	°
$Prevod$	Převodový poměr mezi motorem a škrticím elementem	-
T_U	Střední doba pulsu tranzistorového pulsního měniče	[s]
F	spínací kmitočet tranzistorového pulsního měniče	[Hz]
F_U	Přenos tranzistorového pulsního měniče	-
U_v	Výstupní napětí tranzistorového pulsního měniče	[V]
$U_{\check{r}}$	Řídicí napětí tranzistorového pulsního měniče	[V]
K_u	Zesílení tranzistorového pulsního měniče	[V]
F_{K_i}	Přenos proudového snímače	-
T_{vz}	Dopravní zpoždění vzorkováním	[s]
K_i	Zesílení proudového snímače	[A]
T_e	Elektrická časová konstanta motoru	[s]
F_{oi}	Přenos otevřené proudové smyčky	-
F_{Ri}	Přenos regulátoru proud	-
τ_{Ii}	Časová konstanta reg. Proudů	[s]
τ_{0i}	Časová konstanta reg. Proudů	[s]

K_{ri}	Zsílení reg. proudu	[dB]
T_i	Časová konstanta reg. proudu	[s]
P_m	Zásoba stability ve fázi	°
F_{wi}	Přenos řízení proudové smyčky	-
F_{Kt}	Přenos filtru zpětné vazby rychlosti	-
$F_{o\omega}$	Přenos otevřené rychlostní smyčky	-
$F_{r\omega}$	Přenos reg. rychlostní smyčky	/
$\tau_{I\omega}$	Časová konstanta reg. rychlosti	[s]
$\tau_{0\omega}$	Časová konstanta reg. rychlosti	[s]
K_{rw}	Zesílení reg. rychlosti	[dB]
T_w	Časová konstanta reg. rychlosti	[s]
F_{vz}	Přenos dopravního zpoždění	-
F_{kx}	Přenos zpětné vazby reg. polohy	-
K_{φ}	Zesílení reg. polohy	[dB]
φ^*	Měřená poloha škrticí klapky	°
FR_x	Blok regulátor polohy	-
FR_w	Blok regulátor rychlosti	-
FR_i	Blok regulátor proudu	-
FR_{i_real}	Blok regulátor proudu reálné klapky	-
FR_{w_real}	Blok regulátor rychlosti reálné klapky	-
FR_{x_real}	Blok regulátor polohy reálné klapky	-

Seznam příloh

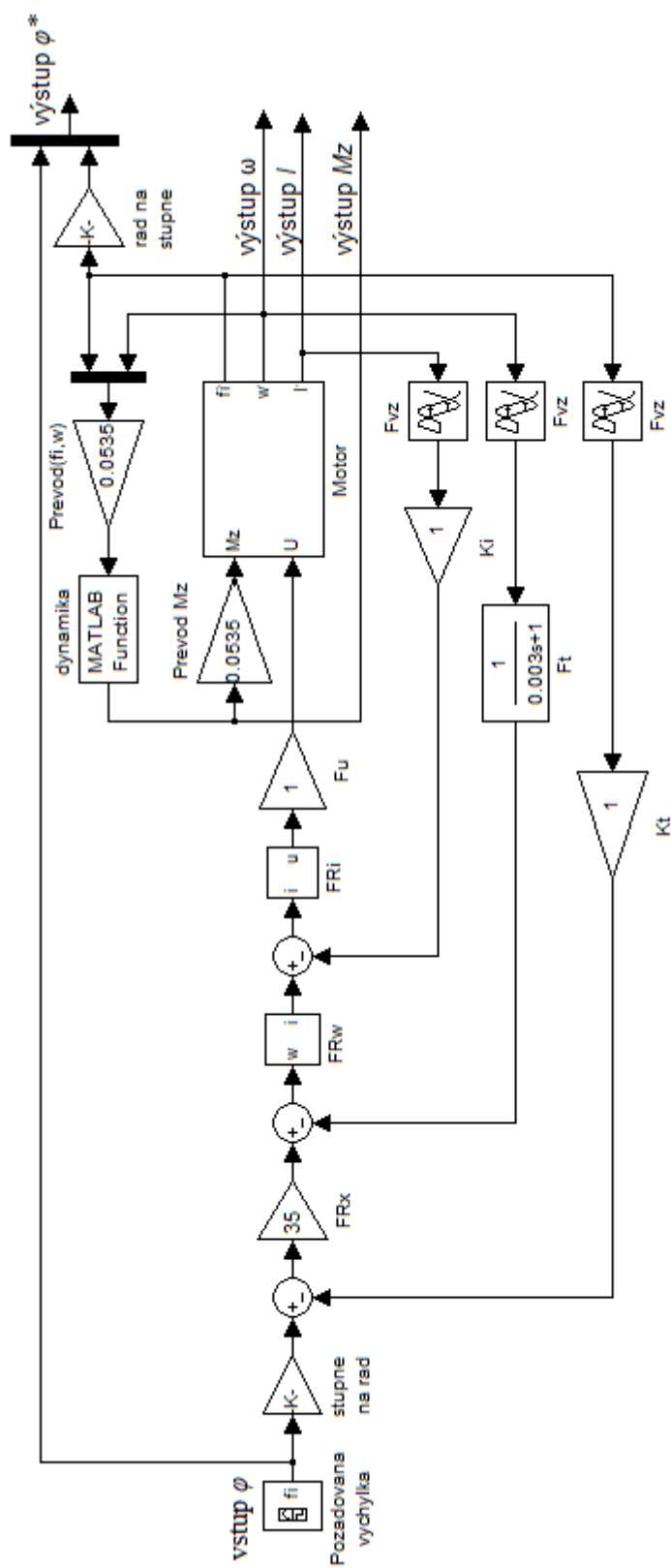
Příloha 1: Simulační model škrticí klapky s kaskádním polohovým regulátorem (Reg_Model_Klapka.mdl)

Příloha 2: Kaskádní polohový regulátor pro řízení reálné elektronické škrticí klapky (Reg_Real_Klapka.mdl)

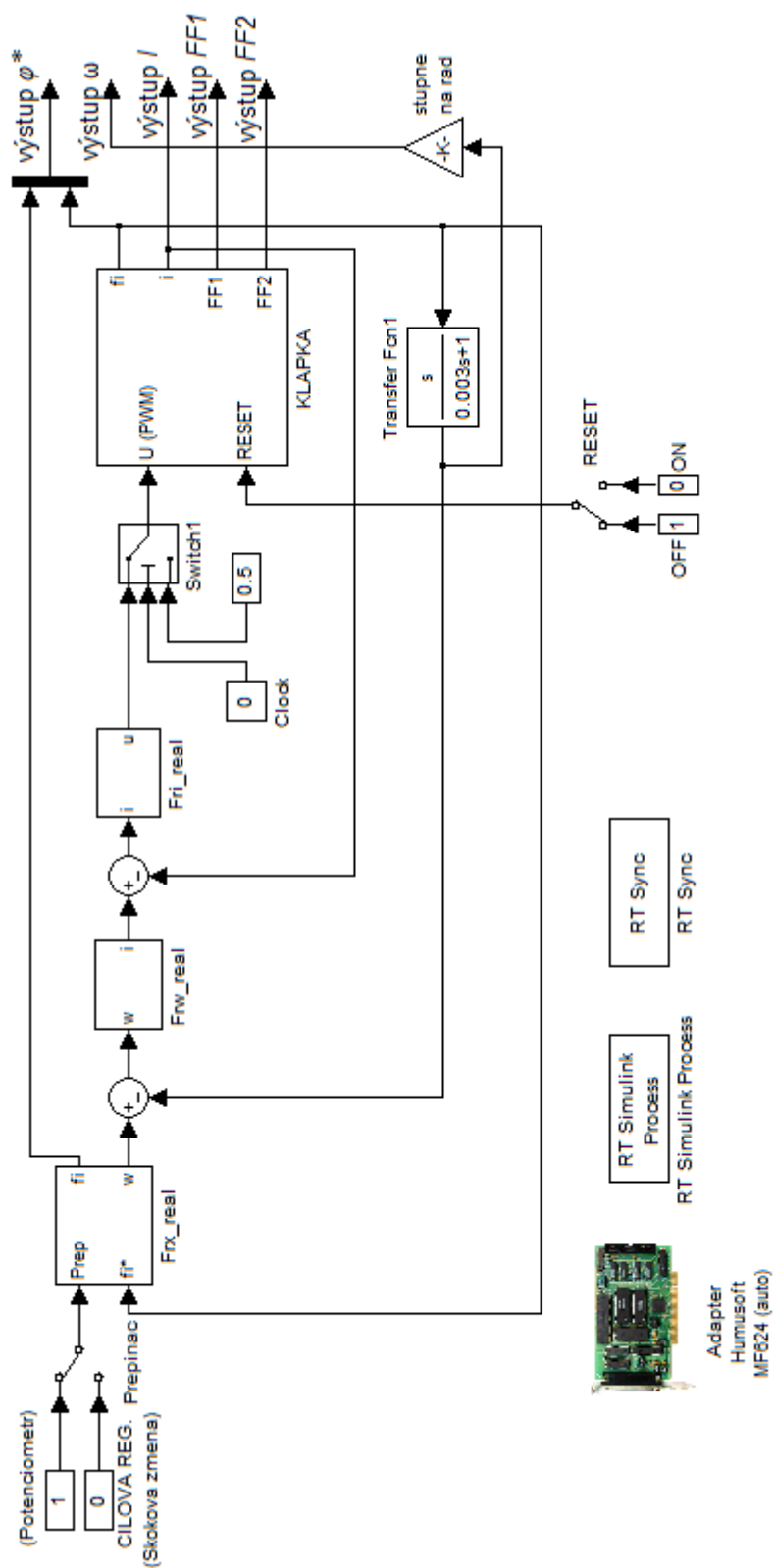
Příloha 3: Popis konektorů X1 a X2 multifunkční I/O karty MF624

Příloha 4: CD/DVD

**Příloha 1: Simulační model škrticí klapky s kaskádním polohovým regulátorem
(Reg_Model_Klapka.mdl)**



**Příloha 2: Kaskádní polohový regulátor pro řízení reálné elektronické škrtkcí
klapky (Reg_Real_Klapka.mdl)**



Příloha 3: Popis konektorů X1 a X2 multifunkční I/O karty MF624

AD0	1	20	DA0
AD1	2	21	DA1
AD2	3	22	DA2
AD3	4	23	DA3
AD4	5	24	DA4
AD5	6	25	DA5
AD6	7	26	-12V
AD7	8	27	+12V
AGND	9	28	+5V
DA6	10	29	GND
DA7	11	30	DOUT0
DIN0	12	31	DOUT1
DIN1	13	32	DOUT2
DIN2	14	33	DOUT3
DIN3	15	34	DOUT4
DIN4	16	35	DOUT5
DIN5	17	36	DOUT6
DIN6	18	37	DOUT7
DIN7	19		

Konektor X1

IRC0A+	1	20	IRC3A+
IRC0A -	2	21	IRC3A -
IRC0B+	3	22	IRC3B+
IRC0B -	4	23	IRC3B -
IRC0I+	5	24	IRC3I+
IRC0I -	6	25	IRC3I -
IRC1A+	7	26	TRIG
IRC1A -	8	27	
IRC1B+	9	28	+5V
IRC1B -	10	29	GND
IRC1I+	11	30	T0IN
IRC1I -	12	31	T0OUT
IRC2A+	13	32	T1IN
IRC2A -	14	33	T1OUT
IRC2B+	15	34	T2IN
IRC2B -	16	35	T2OUT
IRC2I+	17	36	T3IN
IRC2I -	18	37	T3OUT
GND	19		

Konektor X2